

## ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY

**ČASOPIS  
PRO RADIOTECHNIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXX/1981 ČÍSLO 6**

### V TOMTO SEŠITĚ

**Úkoly Svazarmu po  
XVI. sjezdu KSČ . . . . . 201**

#### **TELEVIZNÍ ANTÉNY**

**Vl. vedení – linka . . . . . 202**

Přenos energie vedením . . . . . 202

Provozní problémy vl. vedení . . . . . 204

Optimalizace impedančního přizpůsobení . . . . . 207

Smithův diagram . . . . . 207

**Symetizační obvody . . . . . 210**

Obvod s půlvlnným vedením . . . . . 210

Symetizace čtvrtvlnným vedením . . . . . 210

Balun . . . . . 211

**Parametry antén . . . . . 211**

a jejich měření . . . . . 211

Polarizace, vyzářovací diagram . . . . . 211

Směrnost, zisk, výstupní napětí . . . . . 212

Impedanční přizpůsobení . . . . . 213

**Antény . . . . . 214**

Jednotlivé zářiče . . . . . 214

Antény s postupnou vlnou . . . . . 217

Kosočtverečná anténa . . . . . 218

Anténa V . . . . . 220

Logaritmicko-periodická anténa . . . . . 222

Antény s plošným reflektorem . . . . . 226

Rovinné, úhlové a válcové reflektory . . . . . 226

Rotačné parabolické reflektory . . . . . 227

**Kosočtverečná anténa pro IV. a V. TV pásmo . . . . . 234**

**Zajímavé integrované obvody . . . . . 237**

**Zajímavosti ze zahraničí . . . . . 239**

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klábal, redaktor Luboš Kálošek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, RNDr. V. Brunnhofer, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, M. Háša, Z. Hradský, P. Horák, J. Hudec, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, ing. E. Měc, V. Němec, K. Novák, RNDr. L. Ondříš, ing. O. Petráček, ing. E. Smutný, doc. ing. J. Vackář, laureát st. ceny KG, ing. J. Zima.

Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor 353. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710.

vodnost a správnost příspěvku odpovídá autor. évy v redakci a telefonické dotazy pouze po ordině. Číslo indexu 46 044.

Číslo má vyjít podle plánu 26. 11. 1981. davatelství NAŠE VOJSKO, Praha

# Úkoly Svazarmu po XVI. sjezdu KSČ

(7. zasedání ÚV Svazarmu)

26. června 1981 se v Praze sešli představitelé nejvyššího svazarmovského orgánu, ÚV Svazarmu, na svém sedmém zasedání, svolaném jako společné zasedání ČÚV a SÚV Svazarmu, aby projednali úkoly Svazarmu a jeho orgánů a organizací, vyplývající z jednání XVI. sjezdu KSČ.

V hlavním referátu předseda ÚV Svazarmu genpor. PhDr. Václav Horáček zhodnotil dosavadní plnění úkolů po VI. sjezdu Svazarmu a vyvodil z požadavků XVI. sjezdu KSČ závěry pro svazarmovskou ideovou politickou a branně výchovnou činnost do budoucna, do VII. sjezdu Svazarmu.

S hlavními úkoly, které pro svazarmovce a pro radiokluby vyplývají z jednání 7. zasedání ÚV Svazarmu, vás seznámíme.

V plánu hlavních opatření k realizaci závěrů XVI. sjezdu KSČ do VII. sjezdu Svazarmu je zdůrazněno, že při uskutečňování sjezdových požadavků je pro Svazarm nezbytné více rozšířit svoji společenskou funkci, tj. branně výchovné a společenské působení na jednotlivé skupiny pracujících a mládeže. Z tohoto hlediska je tedy nutné naplňovat závazky obsažené v dohodách Svazarmu s ostatními společenskými organizacemi a státními orgány jako je ministerstvo národní obrany, ministerstvo vnitra, Lidové milice, ministerstvo školství a Socialistický svaz mládeže a prohlubovat účast Svazarmu v práci Národní fronty, národních výborů a jejich komisí.

V oblasti politickovýchovného působení byly stanoveny tyto hlavní úkoly: Neustále musíme dbát o zvyšování uvědomění a vojenskopolitických znalostí členů Svazarmu a o rozšíření působnosti Svazarmu mimo vlastní rámec. Hlavní pozornost musíme zaměřit na morálně politickou složku branné výchovy, abychom získali naši mladou generaci k aktivní účasti na rozvoji a obraně socialistické společnosti. Je třeba zlepšit přípravu a vedení funkcionářského, politickovýchovného a branně výchovného aktivu, abychom zvýšili účinnost branné propagandy a agitace jak uvnitř organizace, tak i mezi širokou veřejností.

Pokud se týče úkolů Svazarmu ve vztahu k ČSLA, na prvním místě musíme zlepšovat účinnost naší práce ve výcvikových střediscích branců. Za tím účelem budou vyhodnoceny dosavadní zkušenosti z výcviku branců, včetně poznatků z experimentálních výcvikových středisek a do roku 1983 bude vypracován návrh nového systému přípravy branců a záloh ve Svazarmu.

V části svého projevu, věnované zájmové branné činnosti ve Svazarmu, hovořil předseda ÚV Svazarmu genpor. PhDr. Václav Horáček na prvním místě o branné technických disciplínách, vycházejí z výroku prvního tajemníka ÚV KSČ Dr. Gustava Husáka na XVI. sjezdu KSČ, že „uskutečňování vědeckotechnického rozvoje je vpravdě revolučním úkolem celé naší společnosti.“ Svazarm má v zájmové branné činnosti velké pole působnosti k plnění tohoto úkolu. Prostřednictvím zájmové branné činnosti musíme působit na rozvoj technického myšlení svazarmovců, ke zvyšování jejich technických znalostí i praktických dovedností. Genpor. PhDr. V. Horáček zdůraznil, že je to úkolem hlavně těch odborností, ve kterých má technická činnost dominující postavení, tj. modelářství, radioamatérství, elektroakustika a videotechnika, motorismus, letectví a parašutismus.

Základní organizace Svazarmu se ve své činnosti musí zaměřit na cílevědomé šíření vědeckotechnické propagandy, na rozvoj technické tvořivosti, konstruktérské činnosti, novátorství a zlepšovatelského hnutí, ale také na pořádání nejrůznějších technických kursů. K tomu je nutno vybudovat síť metodických center a dokončit výstavbu technických kabinetů na úrovni krajů a okresů. Genpor. PhDr. V. Horáček se zmínil i o jednom aktuálním a mezi radioamatéry diskutovaném problému – o nezbytné integraci činnosti odbornosti radioamatérství a elektroakustiky a videotechniky. Časopisu Amatérské radio bylo (vedle dalších časopisů) uloženo ještě více přispívat k tomu, aby nejširší vrstvy občanů, zejména mládeže, pochopily význam vědeckotechnického rozvoje v naší společnosti a spolu s tím aby časopis podněcoval jejich tvořivé technické myšlení. U mládeže tak můžeme přispívat k její profesionální orientaci na technická a vojenská povolání.

Na základě jedné z instrukcí XVI. sjezdu KSČ, že „v zájmu upevňování zdraví a fyzické zdatnosti člověka, formování jeho morálně volných a ideových vlastností je třeba dále rozvíjet masovou tělesnou výchovu, sport, brannou činnost a turistiku“, očekáváme zvýšenou aktivitu radioklubů se zaměřením na radiový orientační běh a moderní víceboj telegrafistů, samozřejmě společně se zvýšenou produkcí potřebného technického vybavení ze strany podniku Radiotechnika ÚV Svazarmu.

Usnesení 7. zasedání ÚV Svazarmu uložilo v oblasti zájmové branné činnosti nejvyšším svazarmovským orgánům m. j. tyto úkoly, které v budoucnu přispějí k řešení předchozích otázek: Vyřešit do roku 1983 koordinaci radioamatérství a elektroakustiky a videotechniky v zájmu širšího rozvoje elektroniky v zájmové branné činnosti; zpracovat koncepci podílu Svazarmu na polytechnické výchově mládeže; rozšiřovat spolupráci s výrobními závody a podniky, s ČSVTS, s domy pionýrů a mládeže a se stanicemi mladých techniků; zabezpečit funkci kabinetů polytechnické výchovy ve všech krajích; k prohloubení branné výchovného působení na mládež zpracovat ve spolupráci s SSM a školami vzorové programy činnosti s dětmi a mládeží a další.

Aby všechna tato opatření mohla efektivně plnit svoje poslání, přijalo 7. zasedání ÚV Svazarmu příslušná rozhodnutí o jejich finančním a materiálním zabezpečení. Do roku 1982 vypracuje ÚV Svazarmu dlouhodobý plán technického rozvoje s perspektivou do roku 1990, čímž bude vytvořen předpoklad pro dlouhodobé plánování v oblasti materiálně technického zásobování. Do roku 1983 bude uveden do praxe celostátní systém materiálně technického zásobování od ÚV až po ZO Svazarmu. Rovněž do roku 1983 budou vydány ÚV Svazarmu Směrnice pro odměňování pracovníků v oblasti vedlejších hospodářství ZO, čímž bude umožněno ZO zvyšovat vlastní finanční příjmy.

Jak je vidět, do VII. sjezdu Svazarmu učiní naše radioamatérská organizace v rámci Svazarmu ještě značný krok kupředu. Je tedy v zájmu nás všech, abychom se na plnění úkolů, vytyčených 7. zasedáním ÚV Svazarmu, také podíleli.

# TELEVIZNÍ ANTÉNY

Ing. Zdeněk Krupka

Zdůrazňovat význam antény pro kvalitní televizní příjem by jistě bylo nošením dříví do lesa. Proto jen krátce uvádíme: směrová anténa je ideální zesilovač – její zisk znamená nejen zvětšení signálu o zisk antény, ale i obdobné zvětšení odstupů signál/šum. U dobrého zesilovače je téměř nemožné zlepšit šumové číslo o 3 dB. Dosáhnout téhož anténou, tj. zvětšit její zisk o 3 dB lze většinou realizovat celkem snadno.

Dalším hlediskem kvalitního příjmu je výskyt odražených signálů, „duchů“ – v tomto směru je směrová anténa prakticky nenahraditelná.

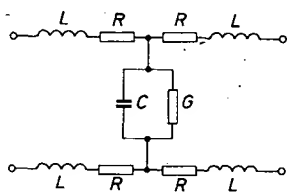
Toto číslo AR řady B má za účel nejen poskytnout realizační podklady pro vhodnou anténu, ale navíc seznámí čtenáře se základní problematikou, tj. dát mu možnost tvůrčím způsobem uplatňovat získané znalosti. Týká se to zvětšování zisku, impedančního přizpůsobení, vytváření anténních řad, změn tloušťek a profilů zářičů atd. Jestliže si osvojíte uvedené základy teorie, můžete přistupovat k úpravám bez zbytečných obav – platí totiž zásada, že když anténám rozumíme „dají si dost líbit“.

## Vysokofrekvenční vedení – linka Základní funkce, parametry

Nejprve pár slov k samotnému názvu. „Vedení“ je doporučený český název pro nečeský termín „linka“. Používat ho je někdy dosti obtížné – špatně se z něj odvozuje přídatné jméno. Čím například nahradit terminus technicus jako „linkové proudy“, „linkový transformátor“, „linkový zesilovač“ atd.? Opsaný výraz, např. „proudů na vedení“, neodpovídá skutečnému významu. Proto budu používat oba názvy a preferovat termín „vedení“.

Co je to vlastně vř vedení a co od něj požadujeme? Je to pasivní prvek, který zajišťuje přenos vř elektromagnetické energie. Obvykle chceme, aby přenos probíhal s minimálními ztrátami, aby vedení bylo homogenní, tj. aby jeho přenosové parametry byly po celé délce konstantní. Dále je žádoucí, aby vedení bylo elektricky těsné, tj. nevyzařovalo, popř. nepřijímalo elektromagnetickou energii a aby jeho vlastnosti byly časově stále, neovlivňované prostředím. Samozřejmě důležitá je i mechanická odolnost.

Vř vedení může být v zásadě dvojho druhu: nesymetrické a symetrické. Nesy-



Obr. 1. Náhradní schéma obecného vedení

metrickým vedením je např. souosý (koaxiální) kabel, zatímco symetrickým vedením je např. dobře známá dvoulinka; existuje však velké množství modifikací obou základních typů.

Teorie vř vedení byla v minulosti dokonale zpracována, přičemž se vychází z řešení tzv. telegrafní rovnice, která definuje průběh napětí a proudu na idealizovaném vedení, jehož náhradní schéma je na obr. 1. Vedení zde představují dva vodiče, které mají na jednotku délky určitou sériovou indukčnost ( $L$ ) a odpor ( $R$ ), dále paralelní kapacitní ( $C$ ) a svod ( $G$ ). Tyto veličiny určují dva základní parametry vedení: charakteristickou impedanci ( $Z_0$ ) a konstantu šíření ( $\gamma$ ). Charakteristická impedance je obecně komplexní veličina, daná výrazem (1) a její modul výrazem (2).

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1)$$

Zanedbáme-li ztrátový odpor ( $R$ ) a svod ( $G$ ), změní se

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}} \quad (2)$$

na známý výraz (3), což je vlastně charakteristický odpor

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

pro bezztrátové vedení, dříve nazývaný vlnový odpor.

Konstanta šíření ( $\gamma$ ) je opět komplexní veličina  $\gamma = \beta + j\alpha$ , jejíž reálná část ( $\beta$ ) je konstanta útlumu, popř. měrný útlum vedení v neperech/m. Obvykle známe útlum v dB, přepočet je snadný:  $1 \text{ N} = 8,68 \text{ dB}$ . Pro bezztrátové vedení je pochopitelně  $\beta = 0$ .

Jalová část konstanty šíření je tzv. úhlová konstanta ( $\alpha$ ), která určuje délku vlny na vedení.

Je-li vedení umístěno v dielektriku s dielektrickou konstantou (permitivitou)  $\epsilon$ , změní se jeho vlnový odpor na  $Z_0'$  podle (4).

$$Z_0' = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon}} \quad (4)$$

Zároveň se zmenšuje rychlost šíření a zkracuje se vlnová délka na vedení ( $\lambda_w$ ) oproti vlnové délce ve vzduchu ( $\lambda_0$ ) podle (5), kde  $K_\epsilon = 1/\sqrt{\epsilon}$  je součinitel „zkrácení“:

$$\lambda_w = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}} = K_\epsilon \lambda_0 \quad (5)$$

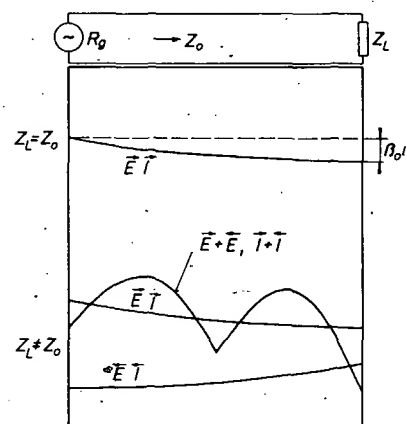
Velikost  $K_\epsilon$  pro různé typy napáječů najdeme v tab. 2 (str. 203). Vzhledem ke „zkrácení“ vlnové délky dielektrikem bude elektrická délka ( $l_e$ ) takového vedení vždy větší než jeho délka fyzikální ( $l$ )

$$l_e = \frac{l}{K_\epsilon} \quad (6)$$

Mimo výše uvedené „zkrácení“ způsobuje dielektrikum svými ztrátami zvětšení útlumu.

## Přenos energie vedením

Připojíme-li vedení ke generátoru a zakončíme-li ho impedancí  $Z_L \neq Z_0$ , můžeme na něm rozeznat dva druhy šíření elektromagnetické energie (obr. 2): jeden před-



Obr. 2. Postupné a stojaté vlny na vedení

stavuje vlnu (napětí, proud, popř. výkon) vnikající ( $E^+$ ,  $I^+$ ), tj. postupující od generátoru k zátěži, jejíž amplituda se ve směru postupu zmenšuje vlivem útlumu vedení ( $R$ ,  $G$ ). Druhý typ šíření reprezentuje vlnu odraženou ( $E^-$ ,  $I^-$ ) od zátěže a postupující v obráceném směru. Její amplituda se opět plynule zmenšuje ve směru postupu vlny vlivem  $R$ ,  $G$ . Obě vlny nazýváme postupné, jejich průběh probíhá podle exponenciály  $Ee^{-\beta x}$ , kde  $\beta$  je již zmíněná konstanta útlumu v N/m a  $x$  je poloha vyšetřovaného bodu. Do zátěže  $Z_L$  přejde energie daná rozdílem  $N^+ - N^-$ .

Bude-li vedení bezztrátové, tj.  $\beta = 0$ , takže  $e^{-\beta x} = 1$ , bude mít postupná vlna konstantní amplitudu.

Velikost odražené vlny je dána velikostí a charakterem  $Z_L$ . Blíží-li se  $Z_L$  k  $Z_0$ , vlna odražená se zmenšuje, zcela vymizí pro  $Z_L = Z_0$ .

Je-li  $Z_L \neq Z_0$ , vlna vnikající a odražená se vektorově sčítají a na vedení vzniká stojaté vlnění. Maximum je v místě algebraického součtu obou vln ( $E_{\max} = E^+ + E^-$ ), minimum v místě jejich rozdílu ( $E_{\min} = E^+ - E^-$ ). Vliv útlumu je obdobný jako u vlny postupné, tj. amplituda se zmenšuje směrem k zátěži, pro bezztrátové vedení zůstává konstantní.

Poměr absolutních hodnot  $E$ ,  $I$  vlny odražené a vnikající se nazývá součinitel odrazu, tedy

$$\rho = \frac{|E^-|}{|E^+|} \text{ popř. } \rho^2 = \frac{|I^-|}{|I^+|} \quad (7)$$

Někdy se udává v dB, tj.

$$\rho' = 20 \log \rho \quad (8)$$

V TV technice bývá uváděn jako „tlumení odrazu“, neboť udává potlačení odražené vlny vůči vlně vznikající. Alternativní vyjádření poměrů na vř vedení vychází z maxima a minima absolutních hodnot stojatých vln:

$$\text{ČSV} = \frac{|E_{\max}|}{|E_{\min}|} = \frac{|\vec{E} + \vec{E}|}{|\vec{E} - \vec{E}|} \quad (9),$$

což je známý **činitel stojatých vln** (ČSV). Vztah mezi oběma veličinami je dán výrazem

$$\text{ČSV} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}, \quad \rho = \frac{\text{ČSV} - 1}{\text{ČSV} + 1} \quad (10)$$

Přehledně je převod mezi ČSV,  $\rho$ ,  $\rho'$  v tab. 1.

Tab. 1. Parametry vř vedení

Činitel odrazu $\rho$	Útlum odrazu $\rho'$ [dB]	ČSV	Ztráty odrazem $\beta_0$ [dB]
0,005	46	1,01	0
0,01	40	1,02	
0,02	34	1,041	
0,03	30,5	1,062	
0,04	28	1,083	
0,05	26	1,105	
0,06	24,4	1,128	
0,07	23,1	1,151	
0,08	21,9	1,174	
0,09	20,9	1,198	
0,1	20	1,222	
0,15	16,5	1,353	
0,2	14	1,5	
0,25	12	1,667	
0,3	10,8	1,857	
0,35	9,1	2,077	≤ 0,1
0,4	8	2,333	
0,45	6,9	2,636	
0,5	6	3	
0,6	4,4	4	
0,7	3,1	5,667	
0,8	1,9	9	
0,9	0,9	19	
1	0	∞	

Jak jsme již uvedli, je hlavní funkcí vedení přenos energie. Přenos bude ideální tehdy, přejde-li veškerá energie do zátěže, tj. nebude-li existovat odražená vlna. Pak ČSV = 1,  $\rho = 0$ . Podmínkou je, aby  $Z_L = Z_0$ . Jakmile  $Z_L \neq Z_0$ , ČSV se zvětšuje, tj. roste odražená vlna, přenos do zátěže  $Z_L$  se zmenšuje. Pro ČSV = ∞,  $\rho = 1$  přenos do zátěže vymizí. ČSV a  $\rho$  jsou tedy mírou přenosu energie vedením. Plyne to ostatně ze (7). Poměr energie přenesené do  $Z_L$  (tedy  $N$ ) pro dané ČSV k energii přenesené pro ČSV = 1 (tedy  $N_0$ ) je dán důležitým výrazem (11). Je to

$$\beta_0 = \frac{N - N_0}{N_0} = 1 - \rho^2, \text{ popř. } \beta_0 = 10 \log \beta_0$$

vlastně účinnost přenosu energie vedením. Dostí často se uvádí jako **ztráty odrazem**.

Pro praktickou potřebu je  $\beta_0$  v tab. 1. Ztráty odrazem lze zmenšit **impedančním přizpůsobením**, tj. mezi vedení ( $Z_0$ ) a zatěžující impedancí ( $Z_L$ ) je nutno vložit přizpůsobovací obvod, který přetransformuje  $Z_L$  na  $Z_0$ .

Dalším činitelem, který ovlivňuje přenos energie vedením, je útlum, tj. velikost konstanty  $\beta$  (viz konstanta šíření), tj. měrný útlum. Obvykle je útlum udáván v příslušných katalozích (tab. 2). Tento údaj (zde ho budeme označovat jako  $\beta_0$ ) platí

Tab. 2. Vř kabely a dvou vodiče, vyráběné v ČSSR

#### Souosý kabel s izolací PE (polyetylen) – jednoduché opletení

$K_0 = 0,66$ ,  $Z_0 = 50 \pm 2 \Omega$ ,  $C = 100 \text{ pF/m}$ , barva pláště šedá,  $-20$  až  $+85^\circ\text{C}$

Označení staré nové	VFKP110 VCEOY 50-1,5	VFKP111 VLEOY 50-1,5	VFKP260 VCEOY 50-2,95	VFKP261 VLEOY 50-2,95	VFKP300 VLEOY 50-7,25	VFKP710 VCEOY 50-17,3
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	1 × 0,46	7 × 0,17	1 × 0,9	7 × 0,32	7 × 0,75	1 × 5
Jmenovitý průměr nad izolací [mm] (vždy druhá skupina čísel v typovém označení)	1,50	1,50	2,95	2,95	7,25	17,3
Jmenovitý průměr nad pláštěm (venkovní) [mm]	2,8	2,8	5	5	10,3	22
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	390	450	220	240	110	56
Útlum při 1 GHz, $\beta_0$ [dB/km]	900	1200	470	600	270	150

#### Souosý kabel s izolací PE, dvojité opletení

$K_0 = 0,66$ ,  $Z_0 = 50 \pm 2 \Omega$ ,  $C = 100 \text{ pF/m}$ , barva pláště PVC šedá,  $-20$  až  $+85^\circ\text{C}$

Označení staré nové	VCEDY50-2,95	VFKP262 VLEDY50-2,95	VFKP382 VLEDY50-7,25	VCEDY50-17,3
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	1 × 0,9	7 × 0,32	7 × 0,75	1 × 5
Jmenovitý průměr nad pláštěm [mm]	5,8	5,8	11	22,7
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	220	240	110	56
Útlum při 1 GHz, $\beta_0$ [dB/km]	470	600	270	150

#### Souosý kabel s izolací PE, jednoduché opletení

$K_0 = 0,66$ ,  $Z_0 = 75 \pm 3 \Omega$ ,  $C = 67 \text{ pF/m}$ , barva pláště PVC zelená,  $-20$  až  $+85^\circ\text{C}$

Označení staré nové	VFKP250 VCEOY75-3,7	VFKP251 VLEOY75-3,7	VFKP300 VCEOY75-5,6	VFKP390 VCEOY75-7,25	VFKP391 VLEOY75-7,25
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	1 × 0,59	7 × 0,21	1 × 0,89	1 × 1,15	7 × 0,40
Jmenovitý průměr nad pláštěm [mm]	6	6	8	10,3	10,3
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	190	220	140	100	120
Útlum při 1 GHz, $\beta_0$ [dB/km]	450	500	300	260	300

Vyrábí se i kabel VFKP720 (VCEOY75-17,3) se středním vodičem  $\varnothing 2,7 \text{ mm}$  s útlumy 56, popř. 150 dB/km.  $\varnothing$  nad pláštěm 22 mm.

#### Souosý kabel s izolací PE, dvojité opletení

$K_0 = 0,66$ ,  $Z_0 = 75 \pm 3 \Omega$ ,  $C = 67 \text{ pF/m}$ ,  $-20$  až  $+85^\circ\text{C}$

Označení staré nové	VFKP252 VLEDY75-3,7	VFKP393 VCEDY75-7,25	VFKP392 VLEDY75-7,25
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	7 × 0,21	1 × 1,15	7 × 0,40
Jmenovitý průměr nad pláštěm [mm]	6,7	11	11
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	210	100	120
Útlum při 1 GHz, $\beta_0$ [dB/km]	500	260	300

#### Souosý kabel s izolací PE, PEN (pěnový polyetylen), jednoduché opletení

$K_0 = 0,83$ ,  $Z_0 = 75 \pm 5 \Omega$ ,  $C = 53 \text{ pF/m}$ , barva pláště PVC zelená,  $-20$  až  $+65^\circ\text{C}$

Označení staré nové	VFKP610 VCCOY75-3,7	VFKP620 VCCOY75-4,8	VCCOY75-5,6	VFKP633 VCCOD75-5,6	VFKP640 VCCOY75-7,25
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	1 × 0,8	1 × 1,1	1 × 1,23	1 × 1,23	1 × 1,6
Jmenovitý průměr nad pláštěm [mm]	6,05	6,9	8	9,4	10,3
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	160	120	100	100	85
Útlum při 1 GHz, $\beta_0$ [dB/km]	380	330	270	270	240

#### Úložný souosý kabel, pěnový polyetylen, stínění – svařovaná zvlněná trubka

$K_0 = 0,83$ ,  $Z_0 = 75 \pm 3,75 \Omega$ ,  $C = 54 \text{ pF/m}$ , mezin. ochranná značka „PENFLEX“

Označení staré nové	VFKP91 VCCZE75-4,8	VFKP925 VCCZE50-6,4	VFKP920 VCCZE75-6,5	VFKP930 VCCZE75-12,2	VFKP950 VRCZE75-22,8
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	1 × 1,1	2,35	1,4	2,75	5,03/4,2
Jmen. průměr nad pláštěm [mm]	7,5	9,8	9,5	16	max. 29,2
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	97	70	69,3	41,6	23
Útlum při 1 GHz, $\beta_0$ [dB/km]	238	186	184,8	123,1	57 (pro 0,8 GHz)

pouze pro ČSV = 1 a délku vedení 1 km. Jakmile na vedení vzniknou stojaté vlny, útlum vedení se zvětší o tzv. „přídavné ztráty“  $\beta_0$ . Vztah mezi ČSV a  $\beta_0$  v závislos-

### Úložný souosý kabel, pěnový polyetylen, stínění – podélně svařovaná měděná trubka (ECu)

$K_e = 0,66$ ,  $Z_0 = 75 \pm 3,75 \Omega$ ,  $C = 66$  pF/1 m, barva PE pláště černá, mezin. ochranná značka „LINFLEX“

Označení staré nové	VFKP960 VCEZ75-4,8	VFKP970 VCEZ75-6,2	VFKP980 VCEZ75-12,2	VFKP972 VCEZ75-6,2
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	0,76	1,1	2	1,1
Jmen. průměr nad pláštěm [mm]	7,5	max. 9,8	max. 16,4	max. 12,9
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	121	87	51	70
Útlum při 1 GHz, $\beta_0$ [dB/km]	272	189,5	120	189,5

### Souosý kabel, jednoduché opletení, izolace kalíšky (polystyrenové) zvoncového tvaru

barva pláště khaki (mrazuvzdorné provedení, VCKOM), zelená (běžné prov.) – 75  $\Omega$ , černá – 150  $\Omega$

Označení staré nové	VFKK480 VCKOY75-8,0	VFKK440 VCKOY150-8,0	VFKK470 VCKOY75-11,8	VFKK450 VCKOY150-11,8
Střední vodič $\varnothing$ [mm]	2	0,6	2,8	0,8
Jmen. průměr nad pláštěm [mm]	11,4	11,4	15,6	15,6
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	70	85	60	75
Charakt. impedance $Z_0$ [ $\Omega$ ]	75 $\pm$ 4,5	150 $\pm$ 9	75 $\pm$ 4,5	150 $\pm$ 9

### Souosý kabel mrazuvzdorný, izolace PE, jednoduché nebo dvojité opletení

$Z_0 = 50 \pm 2 \Omega$ , 75  $\pm 3 \Omega$ , barva pláště khaki, –40 až +85 °C

Kabely jsou uvedeny pouze přehledně, v závorce za typem s mrazuvzdorným provedením je vždy uveden typ, z něhož mrazuvzdorné provedení vychází (mají shodné parametry)

VCEOM50-1,5 (VCEOY50-1,5)	VCEOM50-17,3 (VCEOY50-17,3)
VLEOM50-1,5 (VLEOY50-1,5)	VCEOM75-3,7 (VCEOY75-3,7)
VCEOM50-2,95 (VCEOY50-2,95)	VLEOM75-3,7 (VLEOY75-3,7)
VLEOM50-2,95 (VLEOY50-2,95)	VLEDM75-3,7 (VLEOY75-3,7)
VCEOM50-2,95 (VCEOY50-2,95)	VCEOM75-5,6 (VCEOY75-5,6)
VLEOM50-2,95 (VLEOY50-2,95)	VCEOM75-7,25 (VCEOY75-7,25)
VCEOM50-7,25 (VCEOY50-7,25)	VLEOM75-7,25 (VLEOY75-7,25)
VLEOM50-7,25 (VLEOY50-7,25)	VCEOM75-7,25 (VCEOY75-7,25)
VCEOM50-17,3 (VCEOY50-17,3)	VCEOM75-17,3 (VCEOY75-17,3)

### Symetrický vf dvou vodič nestíněný

a) černý můstkový izolační obal z PE  
 $K_e = 0,85$ ,  $Z_0 = 300 \pm 25 \Omega$

b) oválný izolační obal z pěnového PE, černý plášť PE  
 $K_e = 0,8$ ,  $Z_0 = 300 \pm 25 \Omega$

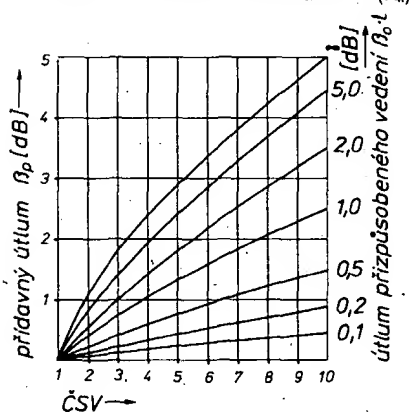
Označení staré nové	VFSP510 (a) PLE300-8	VFSV515 (b) PLCNE300-5,6
Vodiče (počet $\times$ [mm])	7 $\times$ 0,3	7 $\times$ 0,3
Vzdálenost os vodičů [mm]	8	5,6
Kapacita (int.) [pF/1 m]	14	18,5
Útlum při 200 MHz, $\beta_0$ [dB/km]	100	80 (800 MHz, 190)

a) šířka můstku max./min [mm] = 1/0,5

b) vnější rozměry kabelu 9,5  $\times$  5,2 mm

ti na  $\beta_0$  je na obr. 3. Chceme-li tedy zjistit skutečný útlum používaného vedení délky  $l$  [km], pak útlum podle údajů z katalogu násobíme délkou  $l$  [km], tj.  $\beta_0 l$  a k němu připočteme podle obr. 3 útlum přídavný  $\beta_p$ . Z obr. 3 je patrné, že  $\beta_0$  se uplatní ve větší míře již pro ČSV = 3.

Matematické vyjádření obecných elektrických poměrů na vedení se vymyká z rámce této publikace. V praxi se používá téměř vždy grafická metoda na Smithově diagramu (viz dále). Jednoduše lze vyjádřit pouze vstupní reaktanci bezztrátového vedení na konci zkratovaného ( $X_k$ )

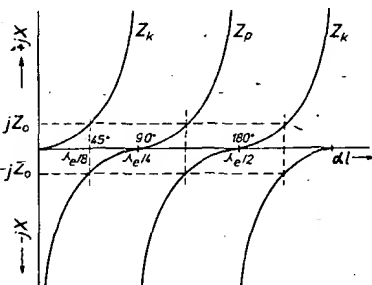


Obr. 3. Přídavné ztráty vedení

a otevřeného ( $X_0$ ) vedení. Pro různé délky  $al$  (v tomto případě  $al = 360^\circ \cdot \frac{l}{\lambda}$ )

$$X_k = jZ_0 \tan al, X_0 = jZ_0 \cotg al \quad (12)$$

Graficky jsou tyto výrazy zpracovány v obr. 4.



Obr. 4. Vstupní reaktance zkratovaného a otevřeného vedení

Je vhodné si zapamatovat, že zkratované vedení má antirezonanci (paralelní rezonanci) pro každý lichý, sériovou rezonanci pro každý sudý násobek čtvrtvlny. U otevřeného vedení je tomu obráceně. Dále, že zkratované vedení má indukční charakter pro  $l \leq \lambda/4$ ,  $l = \lambda/2$  až  $3/4\lambda$  atd., ostatek je „kapacitní“, otevřené vedení je „kapacitní“ pro  $l \leq \lambda/4$ ,  $l = \lambda/2$  až  $3/4\lambda$  atd., zbytek je indukční. Zajímavá je též skutečnost, že vstupní reaktance zkratovaného i otevřeného vedení délky  $l = \lambda/8$  ( $al = 45^\circ$ ),

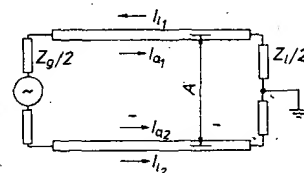
$$X_{k,p} = \pm jZ_0$$

je tedy číselně rovna charakteristické impedanci. Tímto způsobem se též  $Z_0$  měří.

### Provozní problémy vf vedení

Předchozí úvahy vycházely z řešení tzv. telegrafní rovnice. Pro bližší poznání funkce vf vedení je však žádoucí seznámit se též s fyzikálními principy, které určují jeho funkci. Nejprve se věnujme **symetrickému typu**.

Pro jakékoli ideální vedení platí, že proudy na obou vodičích jsou stejné velké, avšak fázově pootočené o  $180^\circ$ . Na obr. 5 jsou to  $I_{11}$ ,  $I_{12}$ , fáze je vyznačena směrem šipek.  $I_{11}$ ,  $I_{12}$  jsou tzv. **proudy linkové**. Jejich hlavní charakteristickou vlastností je, že prakticky **nevztažují**, což je dáno jednak jejich vzájemným fázovým posuvem  $180^\circ$  a amplitudovou shodou (proudy symetrické), jednak jejich elektrickou blízkostí, neboť  $A < \lambda/8$ . Výše uvedené vlastnosti se zásadně liší od proudů vyznařujících elektromagnetickou energii, tj. od **proudů anténních**, v obr. 5

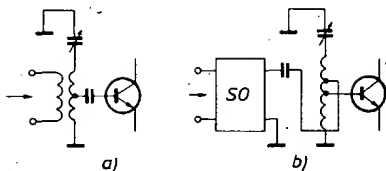


Obr. 5. Linkové a anténní proudy na vedení

jsou to  $I_{a1}$ ,  $I_{a2}$ . Z orientace šipek vidíme, že jde o proudy souřázové. Ty ovšem vyzářovat, popř. přijímat mohou, vodiče takto proudově obložené mají vyzářovací odpor a na skutečných anténách musí být hlavním typem. Zde, na vedení, je klasifikujeme jako **proudy škodlivé, parazitní**. Připomínáme, že pojmy vyzářování a příjem jsou u pasivních antén (bez zesilovače) a vedení zcela záměnné.

Podmínkou, aby na vedení z obr. 5 byly pouze proudy linkové, je dokonalá symetrie celého přenosového systému generátor – vedení – zátěž. Jestliže tato podmínka nebude splněna, pak proudy na vedení nebudou symetrické a lze je rozložit na proudy linkové a anténní – funkce vedení bude narušena, vedení bude vyzářovat, popř. přijímat. Toto škodlivé vyzářování se bude vektorově sčítat s běžným vyzářováním antény, zdeformuje se vyzářovací diagram antény a většinou se zmenší její zisk. Navíc může pak vedení přijímat i signály s odlišnou polarizací, než jakou má žádoucí signál. Parazitní záření též zvětšuje útlum vedení. Vidíme, že nesymetrie přenosového systému z obr. 5 může vážně narušit nejen základní funkci vedení, ale i vyzářování či příjem signálu anténou.

Naskytá se otázka, co způsobuje nesymetrii dvou vodičového vedení. Je to především mechanická nesymetrie vedení samotného, která vyvolá i nesymetrii elektrickou. Další možnost tkví v nesymetrii zatěžující impedance, popř. impedance generátoru. V žádném případě **nelze připojovat nesymetrickou impedanci přímo k symetrickému dvou vodiči**. Vždy je nutno mezi ně vložit symetizační obvod. V některých případech mají přístroje již vstup či výstup „symetrický“ vytvořený podle obr. 6a. Jeho skutečná symetrie je však nedostatečná a bývá někdy důvodem potíží, které marně hledáme v anténě. **Lépe je ponechat vstup nesymetrický a předradit mu symetizační obvod (SO)** (obráz. 6b).



Obr. 6. Symetrický vstup zesilovače

Dalším zdrojem nesymetrie bývá **bezprostřední okolí symetrické dvoulinky**. Na obr. 7 vidíme rozložení elektromagnetického pole v blízkém okolí dvoulinky. Intenzita pole je maximální zhruba mezi oběma vodiči, ovšem její určitá část je i v oblasti vzdálenější. Umístíme-li tedy v těsné blízkosti dvoulinky vodivé předměty, můžeme elektromagnetické pole ovlivnit, tzn. porušit symetrii, příp. ovlivnit impedanční homogenitu. V malé míře mohou mít podobný účinek i předměty z dielektrika, příp. polovodivé. Navíc mohou děst a nečistoty značně zvětšit útlum. Z výkladu je zřejmé, že výhodnější bude vždy dvoulinka, u níž je dielektrikem kryt co největší prostor v okolí vodičů.

Dokonalou ochranu skýtá samozřejmě pouze stínící vodivý kryt (S – obr. 7). Na druhé straně však toto uspořádání nese sebou problémy se symetrií (je nutná velká výrobní přesnost), charakteristickou impedancí (větší  $Z_0$  se hůře realizují) a v neposlední řadě je nevýhodná i cenová relace.

Přejdeme nyní k vf vedení **nesymetrickému**, většinou reprezentovanému **souosým kabelem** (obráz. 8). Opět je to dvou vodičová soustava. Vf proud teče po vnějším povrchu středního vodiče ( $I_1$ ) a po vnitřním povrchu pláště ( $I_2$ ). Opět platí, že  $|I_1| = |I_2|$  a jejich fázový posuv je  $180^\circ$ . Platí to za předpokladu, že plášť je elektricky dokonale těsný. Elektromagnetické pole (obráz. 9) je pouze mezi vnějším povrchem středního vodiče a vnitřním povrchem pláště. Nebude-li elektrická těsnost dokonalá, pronikne elektromagnetické pole na vnější povrch pláště, vyvolá na něm povrchový proud, který může vyzařovat, popř. přijímat signály, samozřejmě se škodlivými účinky (obdoba anténních proudů u dvoulinky), tj. kabel vyzařuje (přijímá).

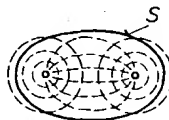
Při této příležitosti je vhodné ujasnit si alespoň v zásadě důvody elektrické netěsnosti pláště kabelu. Začneme tím, proč je vlastně kabel těsný, tj. proč je elektricky odizolován vnitřní povrch od vnějšího. Důvodem je skin – efekt. Je to tzv. **povrchový jev**, který způsobuje, že se se zvyšujícími se kmitočtem zmenšuje proudová hustota uvnitř vodiče a zvětšuje se na jeho povrchu. Tok energie se přesouvá na povrch, odpor vodiče se zvětšuje. Skin – efekt je definován dvěma veličinami: **hloubkou vniku** ( $d_v$ ), což je hloubka, v níž se hustota proudu zmenší asi na 37 % své „povrchové“ velikosti a **odporem způsobeným skin – efektem** ( $R_s$ ) rovinného vodiče délky 1 cm, šířky 1 cm a nekonečné hloubky. Obojí je vyneseno v obr. 10. Vidíme, že např. pro 100 MHz je hloubka vniku pro běžné materiály  $d_v = 0,01$  mm,  $R_s = 5 \cdot 10^{-3} \Omega$ . Výsledný odpor válcového vodiče o poloměru  $r_0 > 14 d_v$  délky  $l$  je

$$R = R_s \frac{l}{2\pi r_0} \quad (13).$$

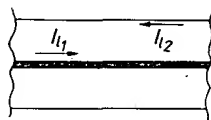
Z výše uvedeného je zřejmé, že vf vodiče běžných průřezů přenášejí prakticky veškerou energii při povrchu, a že přenos z vnitřního povrchu homogenního

stínícího pláště na vnější je zanedbatelný. Plášť je ovšem většinou spleten z dobře vodivých drátů. Jestliže hustota vláken není dostatečná nebo stárím oxidovaly, může být stínící funkce pláště porušena. Elektricky ideální je kabel s pláštěm svařovaným z měděného plechu, nevýhodou je velký poloměr ohybu, potíže při montáži, vysoká cena.

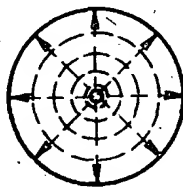
Je však nutno připomenout, že pronikání elektromagnetické energie na vnější povrch není v praxi většinou způsobeno nedokonalou funkcí pláště kabelu, nýbrž diskontinuitami v některých částech celé přenosové cesty. Pod pojmem diskontinuita zde rozumíme mechanické porušení pláště po celém obvodu (obráz. 11) nebo jeho části (obráz. 11b) nevhodným připojením k přístroji, při němž je stínění shrnuto v dlouhý cúpek (obráz. 10c) – správné připojení vyžaduje spoj po celém obvodu pláště např. konektorem (obráz. 10d). Nevhodné je též spojení symetrické antény (např. v obr. 10e dipól) s nesymetrickým kabelem – při spojení symetrického prvku s nesymetrickým je nutno vždy použít symetrizační obvod (viz dále). V případech na obr. 10a, b, c, e přecházejí linkové proudy ( $I$ ) z vnitřního povrchu kabelu na vnější povrch ( $I_p$ ), kde mohou vyzařovat. Velikost tohoto ztrátového záření je dána jednak charakterem diskontinuity, jednak impedancí vnějšího povrchu napáječe. Obzvláště nepříznivý je stav, kdy vnější povrch na provozním kmitočtu rezonuje.



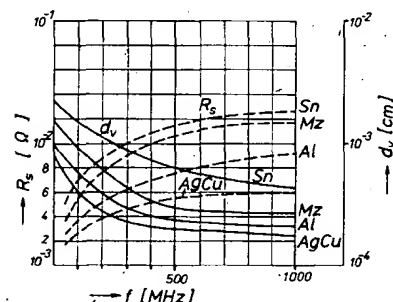
Obr. 7. Elektromagnetické pole v symetrickém vedení



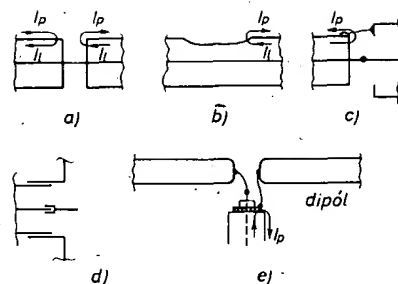
Obr. 8. Proudů na nesymetrickém vedení



Obr. 9. Elektromagnetické pole v nesymetrickém vedení



Obr. 10. Hloubka vniku a odpor skin efektu



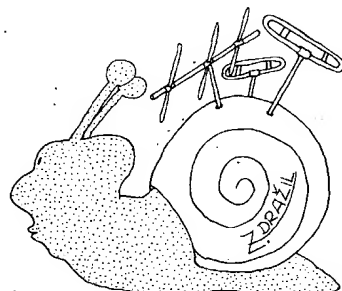
Obr. 11. Vznik povrchových proudů na souosém vedení

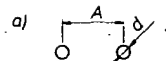
Praktické provedení vf vedení je velmi rozmanité. V obr. 12 najdeme typy **symetrického vedení**, výrazy pro charakteristickou impedanci ( $Z_0$ ) a jejich grafické zpracování. Vedení v obr. 12a má tyčové vodiče, v obr. 12b je ve stíněném provedení. Páskové vedení pro menší  $Z_0$  je v obr. 12c, pro větší v obr. 12d. Oba páskové typy, obzvláště v obr. 12c, jsou vhodné pro linkové transformátory s proměnným, případně stupňovým  $Z_0$ . Stíněný typ používáme pouze výjimečně, při nepřesné výrobě se může totiž snadno porušit symetrie. Je-li třeba zajistit ochranu proti vlivům povětrnosti, je lépe opatřit nestíněné vedení izolačním krytem.

Vedení z obr. 12a, c, d se často používají pro svůj malý útlum na spojování jednotlivých antén v anténní řadu. Pro nenáročný příjem TV a FM rozhlasu se používá vyráběný dvouodič z obr. 12e, nebo lépe z obr. 12f. Posledně jmenovaný je rovněž vhodný pro spojování jednotlivých antén v řadu.

Tam, kde požadujeme dokonalý přenos energie neovlivňovaný blízkým okolím, povětrností apod., používáme především **nesymetrické vedení**. Některé jeho běžnější formy jsou na obr. 13. Nejznámější je samozřejmě souosé vedení z obr. 13a, jehož běžnou variantou je souosý kabel s dielektrikem plným, nebo z důvodu útlumu s dielektrikem pěněným či pouze vložkovým. Ostatní typy z obr. 13 s kruhovým, hranatým či rovinovým stíněním se používají na rezonanční, kompenzační a transformační obvody. Pro tento účel jsou obzvláště výhodná vedení s páskovým vodičem (obráz. 13e, f, g), u nichž lze charakteristickou impedanci snadno měnit šířkou pásu. Ještě snadnější je možnost měnit  $Z_0$  u excentrického vedení z obr. 13b. Ovšem rozmezí  $Z_0$  je poněkud menší než u páskového typu. Kónické souosé vedení (obráz. 13h) se používá pro bezodrazový přechod z jednoho průměru souosého vedení na jiný.

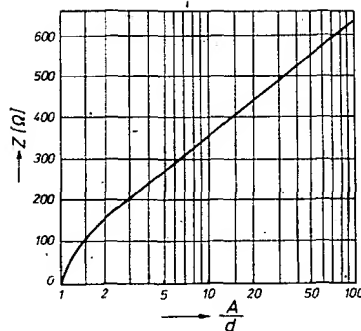
Výrazy pro charakteristickou impedanci z obr. 12, 13 jsou míněny pro poněkud idealizovaný případ, kdy má vedení pouze vzdušnou izolaci. V praxi se tomuto případu blížíme, jsou-li vlastní vodiče rozpírá-





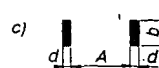
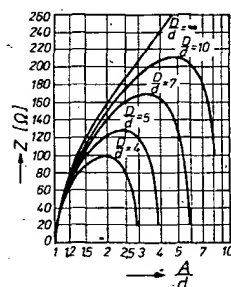
$$Z_0 = 276 \log \left( \frac{A}{d} + \sqrt{\frac{A^2}{d^2} - 1} \right) \quad [\Omega]$$

$$Z_0 = 276 \log \frac{2A}{d}, \text{ pro } \frac{A}{d} \geq 2,5 \quad [\Omega]$$



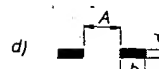
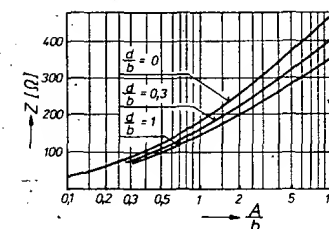
$$Z_0 = 120 \operatorname{arccosh} \left( \frac{A}{d} \cdot \frac{D^2 - A^2 + d^2}{D^2 + A^2 - d^2} \right) \quad [\Omega]$$

$$Z_0 = 276 \log \left( \frac{2A}{d} \cdot \frac{D^2 - A^2}{D^2 + A^2} \right), \text{ pro } \frac{D}{d} \geq 4 \quad [\Omega]$$



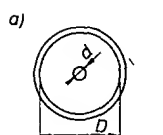
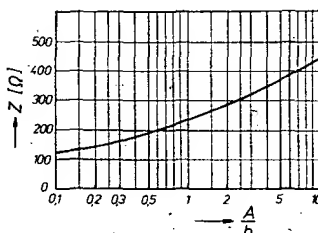
$$Z_0 = 30 \left( 9,2 \log \left( 1 + \frac{A}{b} \right) + 8 \frac{\frac{A}{b}}{1 + \frac{A}{b}} - 2 \left[ \frac{\frac{A}{b}}{1 + \frac{A}{b}} \right]^2 \right), \text{ pro } b \gg d$$

$$Z_0 = 377 \frac{A}{A+b}, \text{ pro } b \gg d, \frac{A}{b} \leq 3$$

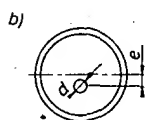


$$Z_0 = \frac{257}{\log(4 + 8 \frac{A}{b})}, \frac{A}{b} \leq 1$$

$$Z_0 = 276 \log(4 + 4 \frac{A}{b}), \frac{A}{b} \geq 1$$

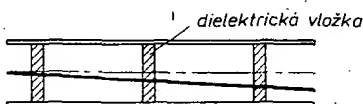


$$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d}$$



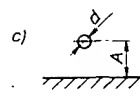
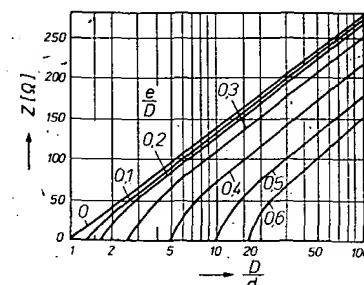
$$Z_0 = 60 \operatorname{arccosh} \frac{D^2 + d^2 - 4e^2}{2dD}$$

$$Z_0 = 138 \left[ \log \frac{D}{d} - 1,75 \left( \frac{e}{D} \right)^2 \right], \text{ pro } \frac{e}{D} \leq 0,3$$



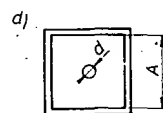
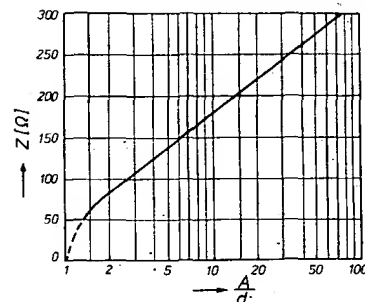
Obr. 12. Parametry symetrického vedení

Obr. 13. Parametry nesymetrického vedení

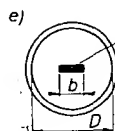
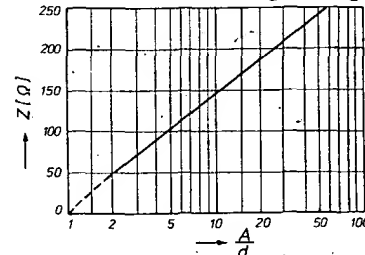


$$Z_0 = 60 \operatorname{arccosh} \frac{2A}{d}$$

$$Z_0 = 138 \log \frac{4A}{d}, \text{ pro } A \geq d$$

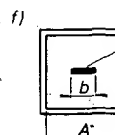
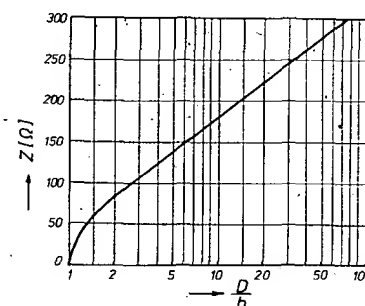


$$Z_0 = 138 \log 1,08 \frac{A}{d}, \text{ pro } \frac{A}{d} \geq 2$$



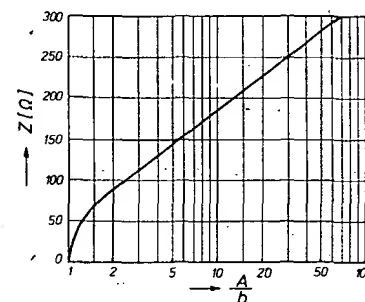
$$Z_0 = 138 \log \frac{2D}{b}$$

$$\text{pro } \frac{D}{b} \geq 2$$



$$Z_0 = 138 \log 2,16 \frac{A}{b}$$

$$\text{pro } \frac{A}{b} \geq 2$$

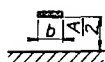


ny, popř. podpírány pouze tenkými, odvrtnými či speciálně tvarovanými vložkami. Je-li prostor, v němž je koncentrováno elektromagnetické pole vedení, vyplněn

dielektrikem, mění se parametry vedení podle vztahů (4) a (5). Přehled vf vedení, vyráběných v ČSSR, je v tab. 2.

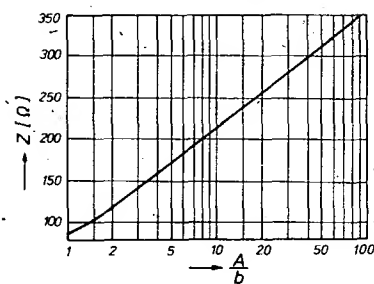


g)

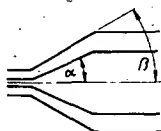


$$Z_0 = 138 \log 35 \frac{A}{b}$$

$$\text{pro } \frac{A}{b} \geq 2$$



h)



$$Z_0 = 138 \log \frac{\lg \frac{\beta}{2}}{\lg \frac{\alpha}{2}}$$

$$Z_0 = 138 \log \frac{\lg \beta}{\lg \alpha}$$

pro malé úhly

### Optimalizace impedančního přizpůsobení TV přijímací soustavy, vliv na kvalitu obrazu

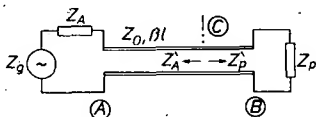
Seznámili jsme se již s funkcí v vedení jako přenosového prvku. Jak jsme uvedli, poměry na tomto vedení jsou dány parametry vedení ( $Z_0$ ,  $\beta$ ) a jeho zatěžující impedancí  $Z_L$ , přičemž optimální funkce, tj. maximální přenos energie z vedení do zátěže i minimální ztráty na vedení nastanou pro stav, kdy  $Z_L = Z_0$ . Tato podmínka je ve shodě s obecnou podmínkou pro maximální přenos energie z generátoru o impedanci  $Z_g$  do připojené zatěžující impedance, která požaduje, aby

$$Z_g = Z_L^*, \text{ tj. } R_g \pm jX_g = R_L \mp jX_L \quad (14).$$

Znamená to, že je nutno dosáhnout stavu impedančního přizpůsobení mezi generátorem a zátěží, tj. že  $Z_g$  a  $Z_L$  musí být dvě absolutně shodné, komplexní sdružené impedance ( $R_L = R_g$ , reaktance mají stejnou velikost, ale opačná znaménka).

V TV přijímací technice představuje generátor anténa s impedancí  $Z_A$  a zátěží je přijímač s impedancí  $Z_P$ . Situace je však navíc komplikovaná tím, že mezi anténu a přijímač je vloženo v vedení (obr. 14). Podmínka (14), aplikovaná na tento případ, znamená, že je nutno dosáhnout stavu impedančního přizpůsobení pro kterýkoli bod obvodu z obr. 14. Např. uděláme-li řez obvodem v místě C, pak impedance směrem k anténě  $Z_A$  a směrem k přijímači  $Z_P$  musí splňovat podmínku (14), přičemž  $Z_A$  a  $Z_P$  jsou vlastně  $Z_A$  a  $Z_P$  přetřansformované přes příslušné části spojovacího vedení (AC a BC). Je známo, že platí-li podmínka (14) v jednom bodě obvodu v obr. 14, platí automaticky i v ostatních bodech.

Splnění podmínky (14) v našem případě však nezaručuje absolutní maximum přenosu energie v obvodu na obr. 14. Důvodem je skutečnost, že nejsou zaručeny optimální podmínky pro přenos samotným vedením, tj. ČSV  $\rightarrow 1$ , kdy přídavně



Obr. 14. Přenosová soustava TV přijímacích antén

ztráty jsou minimální. Obecné splnění podmínky (14) nevylučuje totiž, že impedanční přizpůsobení nastane i pro ČSV  $\gg 1$ . Je tedy nutno v našem případě splnit nejen požadavek **impedančního přizpůsobení**, ale i požadavek **minimálního ČSV** na spojovacím vedení. V tom je specifičnost našeho případu. Konkrétně to znamená zajistit

$$Z_A = Z_0 = Z_P \quad (15),$$

tj. impedanční přizpůsobení nikoli pouze v jednom bodě obvodu v obr. 14, nýbrž v místech připojení  $Z_A$  a  $Z_P$ ; **anténa i přijímač musí být tedy impedančně přizpůsobeny k spojovacímu napájecímu**. Přenos totiž zhoršuje jak nepřizpůsobení antény, tak přijímače. Výsledné nepřizpůsobení ovlivňuje jak ČSV antény, tak přijímače. V nejnepríznivějším případě může být nepřizpůsobení dáno součinem ČSV antény a přijímače. Určit přesně výsledný ČSV pro ten který kmitočet v konkrétním případě je možné pouze tehdy, známe-li přesně impedanci antény, přijímače a parametry spojovacího vedení.

V běžné praxi mívá moderní přijímač většinou ČSV  $\leq 2$ , anténa ČSV  $\leq 2$  až 3, takže výsledné nepřizpůsobení může být maximálně ČSV  $\leq 4$  až 6. Ztráty odrazem podle tab. 1 jsou pak  $\beta_r \leq 2,0$  až 3 dB, což rozhodně není zanedbatelné, neboť nejen že zmenšují signál, ale připočítají se i k šumovému číslu přijímače.

Pokud jde o ČSV na spojovacím vedení, je situace příznivější. ČSV je určen pouze zátěží, což je v našem případě impedance, popř. ČSV přijímače. Tím jsou také určeny přídavné ztráty. Pro ČSV = 2 až 3 a  $\beta_r \leq 5$  dB je podle obr. 3  $\beta_r = 0,7$  až 1,5 dB. Tyto ztráty se pochopitelně přičítají jak ke ztrátám odrazem, tak k šumovému číslu přijímače. Celkové maximální ztráty mohou v nepřizpůsobivém případě dosáhnout  $\beta = \beta_r + \beta_p \approx 2,7$  až 4,5 dB.

Je zřejmé, že optimalizace impedančního přizpůsobení v přenosové soustavě v obr. 14 je velmi důležitá. V nutných případech zařazujeme mezi anténu (přip. i přijímač) a vedení přizpůsobovací obvody, které přetřansformují  $Z_A$ , popř.  $Z_P$  na velikost blízkou  $Z_0$ , tj. 75 nebo 300  $\Omega$ .

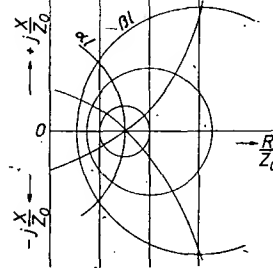
Cílem všech předchozích impedančních operací bylo výkonové přizpůsobení. Ve v praxi tento typ impedančního přizpůsobení převažuje. Naprosto nutný je u soustav obsahujících delší v vedení, jako např. v obr. 14. Ojedinele u speciálních přijímacích zařízeních bývá použito přizpůsobení šumové. Rozdíl je pak v tom, že cílem impedanční kompenzace není střed Smithova diagramu, nýbrž impedanční oblast, určená daným typem vstupního tranzistoru. Tato oblast bývá u moderních tranzistorů specifikována v katalogu. Příslušná problematika se však týká především zesilovačů, proto se jí nebudeme zde zabývat. Antény uvedené v této publikaci budou vždy přizpůsobovány výkonově.

Jak se projeví impedanční nepřizpůsobení na kvalitě obrazu? Odrazy na vedení znamenají, že část energie se nedostane do přijímače, vrací se zpět k anténě, zde je znovu částečně odražena a její určitá část (podle velikosti činitele odrazu) přejde do přijímače, kde vyvolá „ducha“ (vícenásobný obraz). Aby tento „duch“ byl minimální, je třeba, aby ČSV přijímače bylo co nejmenší (menší než asi 2; v kabelových rozvodech je nutné ČSV  $\leq 1,22$  až 1,4). V našem případě můžeme „ducha“ částečně likvidovat zmenšením délky spojovacího vedení. „Duch“ se pak projeví pouze rozmazáním kontur obrazu. Bude-li mít tedy přijímač ČSV  $\approx 2$ , je nutné se snažit, aby délka kabelu nepřesáhla asi 10 až 20 m.

Pokud jde o průběh impedance antény, je nutné, aby impedance  $Z_A$  nezpůsobovaly zkreslení, tj. nežádoucí skupinové zpoždění. Viditelně se zhorší kvalita pro odchylky fáze od linearity  $\Delta\varphi = \pm 30^\circ$  na jeden kanál (tj. asi 17  $\mu$ S). Amplitudové zkreslení celkem nevede do  $\pm 1$  dB na kanál. Je však nutno konstatovat, že antény zde publikované mají impedance natolik širokopásmovou, že ke zkreslení tohoto druhu prakticky nedojde. Může větší nou vzniknout pouze u antén zkrácených (miniaturizovaných), popř. u antén s extrémně malou reálnou složkou vstupní impedance a značné kmitočtové závislou reaktancí (dlouhá impedanční křivka na 1 kanál na Smithově diagramu).

### Smithův diagram – odvození

Řešení impedančních problémů zásadně usnadňuje tzv. Smithův diagram, proto se s ním seznámíme podrobněji. Ve starší literatuře se používal **pravoúhlý impedanční diagram**, v němž se na vodorovnou osu vynášel reálná složka impedance  $r = R/Z_0$  a na svislou jalová složka  $jx = \pm jX/Z_0$  (viz obr. 15). Obojí jsou impe-

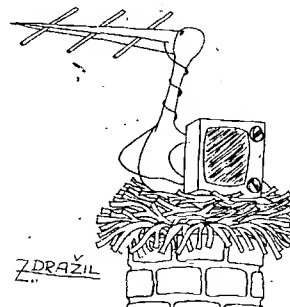


Obr. 15. Pravoúhlý impedanční diagram  
Obr. 16. Smithův diagram je na 3. str. obálky

dance normované, tj.  $R$  a  $jX$  je vždy dělen charakteristickou impedancí  $Z_0$  vedení. Parametry definující poměry na určitém vedení jsou: ČSV,  $al$  (elektrická délka vedení, popř. poloha vyšetřovaného bodu na vedení a  $\beta l$  (útlum vedení). V pravoúhlém diagramu jsou geometrickými místy konstantních velikostí těchto parametrů soustavy kružnic, jejichž středy však nejsou shodné, což značně zatěžuje práci na tomto diagramu.

Mnohem výhodnější je Smithův diagram (obr. 16), který vznikne z pravoúhlého diagramu transformací souřadnic. Vzhledem k jeho mimořádnému významu se budeme věnovat jeho vlastnostem podrobně. Geometrická místa konstantního reálného odporu  $r = R/Z_0$  a konstantní reaktance  $jx = \pm jX/Z_0$  jsou dvě soustavy kružnic, přičemž svislá přímka je reálná osa ( $jX = 0$ ).

Velmi důležitou vlastností Smithova diagramu a jeho **zásadní výhodou** oproti



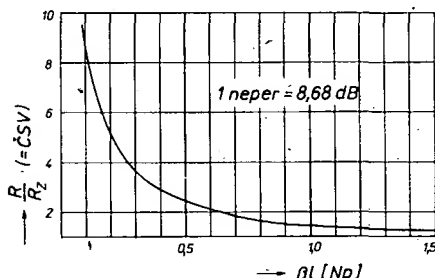
pravoúhlému diagramu je skutečnost, že geometrická místa konstantních ČSV jsou soustředné kružnice se středem vždy uprostřed diagramu, tedy na souřadnici  $R/Z_0 + jX_0/Z_0 = 1 + 0$ .

**Velikost ČSV je totožná s velikostí  $R/Z_0$** , vyznačenou na reálné ose pro obor  $R/Z_0 \geq 1$ . ČSV = 1 je pouhý bod uprostřed diagramu.

Neméně důležitou skutečností je, že geometrické místo konstantního  $\alpha l$ , tj. elektrických délek uvažovaného vedení, popř. uvažovaných poloh na vedení, jsou radiální přímky, naznačené v obr. 16 pro  $\alpha l = 0,1$  a  $\alpha l = 0,2$ . V úplném diagramu nejsou tyto přímky kresleny přímo, jsou vyznačeny dvěma stupnicemi svých hodnot na okraji diagramu: jedna pro otáčení impedance **směrem ke zdroji**, druhá pro otáčení **směrem k zátěži**. Obojí se vynášejí v údajích  $\alpha l = l_0/\lambda$ . Délka vedení je tedy definována počtem skutečných (elektrických) vlnových délek. Na Smithově diagramu je vyznačen rozsah  $\alpha l = 0$  až  $0,5$  pro oba směry; tedy vždy pro jednu půlvlnu. Otočením o  $\alpha l = 0,5$ , tj. o  $360^\circ$  se vracíme do shodného bodu, neboť půlvlnné bezetrátové vedení impedance netransformuje. Je-li tedy  $\alpha l > 0,5$ , odečteme od něj všechny celé půlvlny.

Výše uvedené souřadnicové soustavy postačují pro práci na bezetrátovém vedení. Tímto způsobem jsou také všechny běžné Smithovy diagramy konstruovány. Má-li uvažované vedení ztráty (útlum), je třeba doplnit diagram kružnicemi konstantního útlumu ( $\beta_0 l$ ), nebo lépe mít k dispozici diagram s těmito kružnicemi a z něj přenést potřebné údaje  $\beta_0 l$  na běžný bezetrátový diagram. Soustava kružnic  $\beta_0 l$  má střed opět uprostřed diagramu, obdobně jako kružnice konstantního ČSV.

Pro přenos těchto kružnic do běžného Smithova diagramu je v obr. 17 nemo-



Obr. 17. Závislost  $\beta_0 l$  na  $R/Z_0$ , popř. ČSV

gram, v němž pro určité  $\beta_0 l$  najdeme korespondující údaj  $R/Z_0$ , vyznačený na reálné ose každého diagramu, pro obor  $R/Z_0 \geq 1$  (tedy vlastně pro velikost ČSV). Útlum bývá ve Smithově diagramu vynášen v neperech ( $1 \text{ N} = 8,68 \text{ dB}$ ).

Jedna z důležitých vlastností Smithova diagramu spočívá v tom, že otočením jakéhokoli impedancečního bodu o  $180^\circ$  okolo středu převedeme jeho normovanou impedanci  $Z/Z_0$ , v níž jsou reálná a jalová složka řazeny sériově ( $z = r + jx$ ) na normovanou admitanci  $y/Y_0 = y_0$ , kde  $y = g + jb$  ( $g$  popř.  $j$  jsou reálná, popř. imaginární složka admitance).

Místo abychom otočili impedanceční bod o  $180^\circ$ , je možno ponechat ho na místě a otočit reálné a jalové souřadnice z obr. 16 o  $180^\circ$ . Tím dostáváme další možnou souřadnicovou síť.

Ve speciálních diagramech je pak možno vynést impedanceční a admitanční sou-

řadnice a odlišit je např. barevně. Jinak je možno použít běžný Smithův diagram, na který položíme obdobný, ale průsvitný diagram pootočený o  $180^\circ$ . Každý bod na takovém diagramu je pak definován svou impedancí i admitancí. Má to značný význam ve složitých obvodech, kde je nutno počítat impedance sériově i paralelně. Obvykle však máme k dispozici pouze běžný diagram a přechod na admitance realizujeme otočením o  $180^\circ$ .

#### Praktické využití Smithova diagramu

Použití Smithova diagramu v praxi je časté a mnohostranné. Lze na něm řešit téměř veškeré impedanceční problémy, týkající se nejen obvodů z vedení, ale i obvodů smíšených, tj. takových, které se skládají jak z vedení, tak ze soustředěných impedancí, případně i obvodů pouze ze soustředěných impedancí (odporů, kondenzátorů a indukčností). Velkou výhodou práce na Smithově diagramu je přehlednost. Při každé operaci (např. při přidání impedancečního prvku nebo při změně jeho parametrů) jsme ihned informováni, byl-li zásah úspěšný či nikoli, tj. bylo-li dosaženo žádaného cíle. Tímto cílem je obvykle střed Smithova diagramu (ČSV = 1) nebo jeho blízké okolí, definované největším přípustným ČSV. Pro velmi náročný provoz např. v domovních rozvodech TV se doporučuje ČSV  $\leq 1,22$ , což podle tab. 1 zajišťuje nejen výborný přenos energie ( $\beta_0 \approx 0,1 \text{ dB}$ ), ale i dokonalou kvalitu signálu, neboť odražená vlna ( $\rho \approx 20 \text{ dB}$ ), která může způsobovat „duchy“, je již dostatečně malá. Pro méně náročný provoz je možno – podle okolností – připustit ČSV  $\leq 2$  až  $3$ . Příslušný charakter přenosu je zřejmý z tab. 1.

Pro snazší praktické využití Smithova diagramu bude dále uvedeno několik typických příkladů. Především je to samozřejmě **transformace obecné impedance vedením**. Nejprve uvažujeme vedení jako bezetrátové. Schéma zapojení i příslušná operace na Smithově diagramu jsou v obr. 18. Začneme tím, že známe impedanci připojenou na konec vedení, zátěž, tj. v místě A. Její velikost je např.  $Z_A = 30 + j37,5 \Omega$ . Chceme vědět, jak se tato impedance přetransformuje na vstup vedení (do bodu B), tj. vlastně **směrem ke generátoru přes vedení**, jehož elektrická délka je např.  $l/\lambda = 0,28$  a vlnový odpor  $Z_0 = 75 \Omega$ .

Nejprve musíme  $Z_A$  „normovat“, tj. obě složky dělit vlnovým odporem  $Z_0$ , tedy  $Z_A = (30/75) + j(37,5/75) = 0,4 + j0,5$ . Tuto impedanci vyneseme do diagramu, v obr. 18 je to bod  $Z_A$  a na okraji přečteme jeho polohu  $l/\lambda = 0,084$ . K údajům  $l/\lambda$  připočteme elektrickou délku vedení směrem ke generátoru  $l_0/\lambda = 0,28$ , jejich součet je  $l/\lambda = 0,084 + 0,28 = 0,364$ . To je úhlová poloha ( $\alpha l$ ) hledaného bodu  $Z_B$ . Bod  $Z_A$  otočíme po kružnici konstantního ČSV (jejíž střed je vždy uprostřed Smithova diagramu) do hledaného bodu  $Z_B$ , což je v našem případě  $Z_B = 0,65 - j0,93$ . Vynásobením  $Z_B$  a  $Z_0$  dostaneme skutečnou impedanci  $Z_B = 48,8 - j69,7 \Omega$ . Kdyby byl poměr  $l/\lambda$  větší než  $0,5$ , odečteme od délky vedení všechny celé půlvlny, tj. celé násobky  $0,5$ .

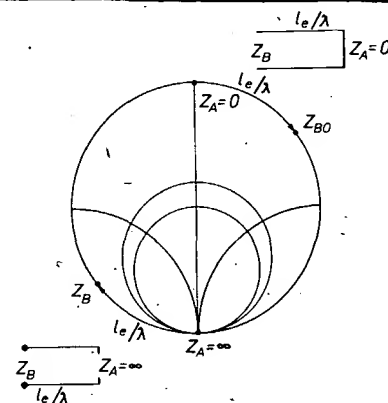
Známe-li ve schématu na obr. 18  $Z_B$  (např. naměřenou impedanci na konci vedení) a hledáme  $Z_A$ , je postup obdobný až na to, že vyneseme  $Z_B$  a otočíme ho směrem k zátěži vedení, tj. k  $Z_A$ .

Oba předchozí případy se týkaly vedení bezetrátového. Má-li vedení útlum, dojde k jediné změně. Impedanceční body ( $Z_A$  do  $Z_B$ ) neotáčíme po kružnici s konstantním ČSV, nýbrž po spirále, tj. při otáčení se přibližujeme středu, ČSV se zmenšuje.

V praxi postupujeme zcela shodně jako u bezetrátového vedení, avšak výsledný bod ( $Z_B$ ) posuneme radiálně ke středu o  $\beta_0 l$ , tj. o útlum vedení v neperech. To znamená, že pomocí obr. 16 zjistíme, na které kružnici  $\beta_0 l$  leží  $Z_A$ . V našem případě má  $Z_A$  ČSV = 3,3, čemuž odpovídá v obr. 17 kružnice  $\beta_0 l = 0,34$ . Má-li naše vedení např. útlum  $\beta_0 l = 0,1$ , sečteme  $\beta_0 l + \beta_0 l = 0,44$ . Zpětně z obr. 17 určíme, že hodnotě  $0,44$  odpovídá ČSV = 2,6;  $Z_B$  posuneme tedy radiálně ke středu až na kružnici pro ČSV = 2,6 do bodu  $Z'_B$ .

Uvedená transformace impedance vedením se samozřejmě týká též impedancí extrémních, tj.  $Z_A = 0$ , kdy je vedení na konci zkratované, a  $Z_A = \infty$  pro vedení na konci otevřené. V obr. 19 body  $Z_{B0}$  a  $Z_B$

Obr. 18. Transformace impedance vedením je na 3. str. obálky

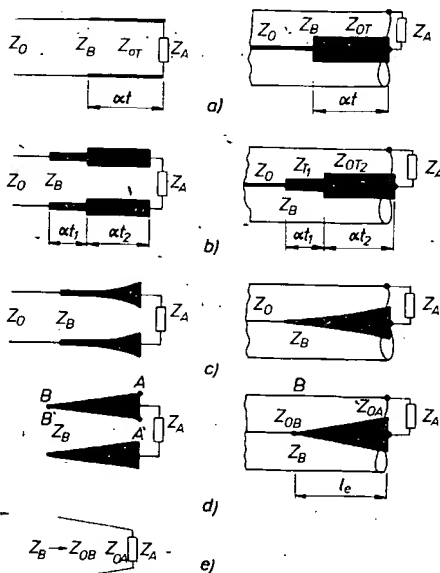


Obr. 19. Transformace zkratu a nekonečné impedance

udávají normovanou vstupní impedanci pro zkratované a otevřené bezetrátové vedení délky  $l_0$ . Jde tedy vlastně o grafické zpracování vztahu (12).

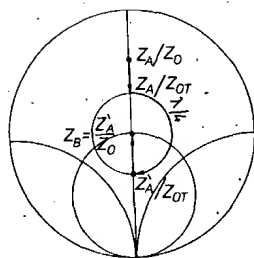
Transformace vedením lze v praxi využít hlavně pro **impedanceční přizpůsobení** dvou impedancí ( $Z_A$ ,  $Z_B$ ) linkovým transformátorem. Symetrické a nesymetrické provedení několika základních typů je v obr. 20.

Nejjednodušší je **jednostupňový transformátor** z obr. 20a, jehož sekce vedení dlouhá  $\alpha l$  má charakteristickou impedanci  $Z_0 \neq Z_0$ . V obr. 20b je podobný transformátor dvoustupňový, definovaný délkami  $\alpha l_1$  a charakteristickou impedancí  $Z_{01,2}$ . Obdobně může být proveden i **nekolikastupňový** transformátor pro široko-



Obr. 20. Linkové transformátory





Obr. 21. Impedanční průběh na jednostíovém transformátoru.

pásmový provoz. V tomto případě je však výhodnější použít transformátor s plynulou změnou  $Z_0$  z obr. 20c, d.

Vraťme se však k jednostíovému transformátoru z obr. 20a. V obr. 21 je graficky znázorněn impedanční průběh na jednostíovém čtvrtvlnném transformátoru. Jde o případ, kdy malá impedance  $Z_A$  má být impedančně přizpůsobena (kompenzována) k větší impedanci  $Z_B$  (střed Smithova diagramu). Charakteristickou impedanci transformátoru volíme pro typ z obr. 20a podle výrazu (16).

Průběh impedance

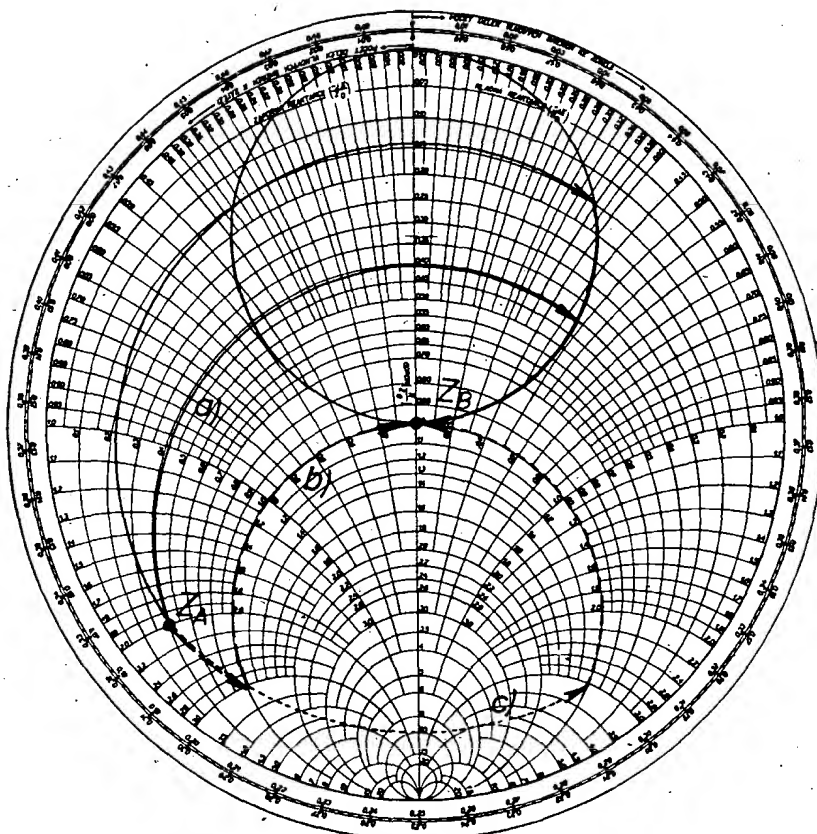
$$Z_{0T} = \sqrt{Z_A Z_B} \quad (16)$$

ve Smithově diagramu je tento: malá impedance  $Z_A/Z_0$  je přepočtena (přenor-mována) na charakteristickou impedanci linkového transformátoru  $Z_{0T}$ , tj.  $Z_A/Z_{0T}$ , pootočena o čtvrtvlnu do bodu  $Z'_A/Z_{0T}$  a ten je opět přepočten na charakteristickou impedanci napáječe, tj.  $Z'_A/Z_0$ , což je impedance rovná požadované  $Z_B = Z_0$  (ideální přizpůsobení ČSV = 1).

Výše popsáný způsob impedanční transformace se hodí pro užší kmitočtové pásmo, v širším pásmu je často nutno použít transformátor více-stupňový. Dvoustupňová alternativa je v obr. 20b. Základní funkce je podobná, avšak jednotlivé stupně transformují impedanci na impedanci žádoucí postupně.

Ideálně, tj. v širokém kmitočtovém rozsahu převádí  $Z_A$  a  $Z_B$  transformátor s plynulou změnou  $Z_0$ . Tuto změnu lze realizovat několika různými způsoby. U symetrických typů je nejjednodušší měnit rozteč obou vodičů dvou-vodičového vedení; ať již jde o tyčové (obr. 12a, b) nebo páskový typ (obr. 12c, d). Samozřejmě je možno měnit i šířku pásku (obr. 12c, d). Nesymetrický plynulý transformátor lze nejjednodušeji zhotovit z vedení na obr. 13, popř. 13c změnou excentricity (obr. 13b) nebo změnou šířky pásku středního vodiče z obr. 13e, f, g. Pokud jde o způsob změny charakteristické impedance, je nejznámější exponenciální transformátor, u něhož se  $Z_0$  mění podle exponenciály. Jako příklad je v obr. 20c uveden páskový typ.

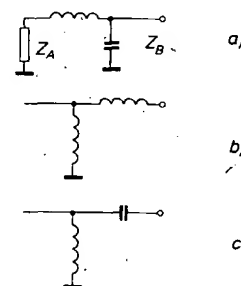
Pro amatérské použití často postačí transformátor s lineární (přímkovou) změnou mechanických rozměrů. Např. v obr. 20d je to páskový typ. Střední páskový vodič mění lineárně svoji šířku, tj. body A, B, popř. A', B' jsou spojeny přímkou. Charakteristická impedance se plynule mění ze  $Z_{0A}$  na  $Z_{0B}$ . Jinou variantu nalezneme v obr. 20e, popř. 13b, kde se lineárně mění rozteč nebo excentricita. Návrh takového transformátoru je velmi jednoduchý. Chceme-li impedančně přizpůsobit dvě impedance  $Z_A \neq Z_B$ , volíme vstupní charakteristickou impedanci např.  $Z_{0A} = Z_A$  a výstupní  $Z_{0B} = Z_B$ . Mechanické parametry transformačního vedení určíme z rovnic, popř. křivek v obr. 12, 13. Funkce je tím dokonalejší, čím je menší rozdíl mezi  $Z_A$  a  $Z_B$  a čím je transformátor



Obr. 22. Sčítání soustředěných reaktancí je na 3. str. obálky

delší. Pro  $Z_A/Z_B = 1,5$  postačí transformátor dlouhý  $t \approx \lambda/2$ , pro  $Z_A/Z_B = 2$  je žádoucí  $t \approx \lambda$ . Ovšem i kratší transformátor pomáhá zlepšit impedanční přizpůsobení. Použití transformátorů tohoto typu v anténí technice je dosti časté, např. pro impedanční přizpůsobení širokopásmových antén (logaritmicko-periodických antén, viz dále). Jiné využití je možné v anténních řadách. Spojíme-li dvojici antén, každá o jmenovité impedanci  $Z_A = 300 \Omega$ , můžeme k tomu použít taktéž dva symetrické transformátory  $Z_{0A} = 300 \Omega$ ,  $Z_{0B} = 150 \Omega$ , tj. přetransformovat  $Z_A = 300 \Omega$  na  $Z_B = 150 \Omega$  a spojit je paralelně, takže obdržíme  $75 \Omega$ . Ty převeďme balunem (viz dále) na souosý kabel.

Další operací na Smithově diagramu je sčítání impedancí. V obr. 22 je uveden jednoduchý případ: impedance  $Z_A$  (např. krátký dipól) má být přizpůsobena, tj. přetransformována na  $75 \Omega$  naznačeným způsobem. Impedance antény (obr. 22) je v uvedeném případě  $Z_A = 7,5 \Omega - j150 \Omega$ , tj. normováno na  $75 \Omega$   $Z_A = 0,1 - j2$ . Ze schématu v obr. 22 vidíme, že k  $Z_A$  je nutno nejprve přičíst ještě sériové  $X_1 = +j1,7$  – posuneme bod  $Z_A$  po kružnici konstantního reálného odporu  $r = 0,1$  ( $X_1$  je bezetrátová reaktance) až do bodu  $Z_B = 0,1 - j0,3$ , jehož admitance  $y_B$  ( $Z_B$  otočeno o  $180^\circ$ ) má reálnou složku  $g_B = 1$  ( $y_B = 1 - j3$ ). Touto podmínkou je určena velikost  $X_1$  jako rozdíl jalové složky bodů  $Z_A$  a  $Z_B$ . Dále je nutno k  $Z_B$  paralelně přičíst  $X_2$ . Dvě paralelní impedance sečítáme jako sériově řazené admitance. Převeďme bod  $Z_B$  na  $y_B$  a sériově přičteme (posunem po kružnici konstantní reálné vodivosti, což zde bude  $g = 1$ ) admitanci  $b_B = +j3$ . Posun ukončíme ve středu Smithova diagramu, tedy ve stavu dokonalého impedančního přizpůsobení. Tím je velikost  $Y_2$  určena. Hledanou reaktanci  $X_2$  zjistíme otočením  $b_B$  o  $180^\circ$ , nebo



Obr. 23. Varianty impedančního přizpůsobení.

vypočtem  $X_2 = -1/b_B$ . V daném případě je  $X_2 = +j0,33$ . Z  $X_1$  a  $X_2$  určíme pro daný konkrétní kmitočet příslušné indukčnosti, chceme-li obvod realizovat ze soustředěných prvků. Připomínáme, že  $L = X/\omega$ , kde  $\omega = 2\pi f$ , popř. u kondenzátorů  $C = 1/\omega X$ . Navrhnout  $X_{1,2}$  z vedení je možné podle obr. 19, popř. vztahu (12).

Impedanční přizpůsobení tak, jak je nakresleno v obr. 22, platí samozřejmě pro úzký obor kmitočtů. Shodným postupem lze však vyšetřit polohu bodu  $Z_B$  i pro jiné kmitočty v požadovaném pásmu. V tom případě však již ČSV = 1 a obvod bude mít ztráty odrazem. Jejich velikost zjistíme z tab. 1.

V předchozím případě jsme pro obě operace použili impedanční Smithův diagram. Impedanční křivka spojující  $Z_A$  se středem je v místě přechodu z impedance na admitanci přerušena (otočením o  $180^\circ$ ). Máme-li k dispozici diagram s impedanční a admitanční souřadnicí-

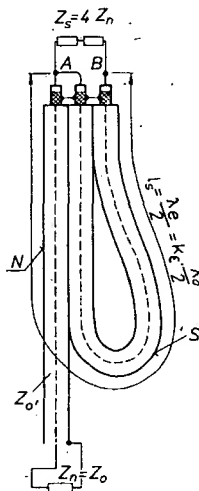
vou síti, je impedanční křivka spojitá a přehlednost se ještě zvětší. Postup bodu  $Z_0$  do středu je naznačen pro tento případ čárkováně v obr. 22. Tímto způsobem odhadne zkušený pracovník téměř okamžitě různé možnosti impedanční kompenzace. Tak např. impedance  $Z_0$  z minulého případu lze přizpůsobit ještě jinými způsoby, než bylo uvedeno. Jejich impedanční křivky najdeme ve Smithově diagramu v obr. 23 (2. str. obálky). Způsob realizace v soustředěné formě je v obr. 23a, b, c. Použitím vedení se množstvím variací přizpůsobovacího obvodu zvětšuje. Pro nalezení optimálního typu je nutno vzít v úvahu detailní elektrické požadavky (např. kvalita jednotlivých prvků, kmitočtové závislosti) a samozřejmě realizovatelnost. Obecně platí, že pro širokopásmové obvody má být impedanční křivka krátká, každou operaci se přibližuje středu Smithova diagramu, zásadně se vyhýbající jeho okrajům. V případě úzkopásmových zařízení je tomu opačně, ty ovšem většinou na Smithově diagramu neřešíme, i když je to v podstatě možné.

### Symetrizační obvody

Jak jsme již uvedli, je žádoucí vkládat mezi symetrické a nesymetrické části vř přenosových systémů tzv. **symetrizační obvody**. Je jich celá řada. Podle impedančních vlastností lze je rozdělit na obvody, které **transformují** impedanci mezi vstupem a výstupem, a obvody impedanci **netransformující**, tzv. baluny (balance – to – unbalance), které pouze symetrizují. Podle kmitočtového průběhu je můžeme dělit na úzkopásmové a širokopásmové.

#### Obvod s půlvlnným vedením

Jde o typ s impedanční transformací, vhodný pro úzkopásmový provoz. Z náčrtu v obr. 24 je zřejmé, že na konec napájecího kabelu (N), tj. do bodu A, je připojen jednak symetrizační kabel (S), jednak polovina symetrické impedance ( $Z_0$ ), např. jedna svorka dipólu. V bodu A se větví proud z napáječe. Polovina teče do větve  $Z_0$ , druhá polovina do symetrizačního kabelu, který otočí jeho fázi o  $180^\circ$ , neboť je dlouhý elektrickou půlvlnou.



Obr. 24. Symetrizační obvod s půlvlnným kabelem

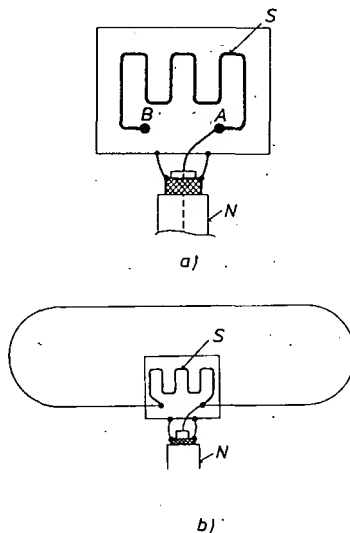
nou ( $l_0 = \lambda_0/2$ ). Proudů tekoucí v bodech A, B do symetrické impedance budou tedy stejně velké a opačné fáze – tedy symetrické.

Na základě výše uvedeného větvení proudů na konci napáječe lze odvodit, že maximální přenos energie z nesymetrické impedance  $Z_0 = Z_0$  do symetrické  $Z_0$  nastane pro  $Z_0 = 4Z_1$ . Je-li tedy  $Z_1 = Z_0 = 75 \Omega$ , bude  $Z_0 = 300 \Omega$ . Tento symetrizační obvod nejen **symetrizuje**, ale i **transformuje impedanci 1:4**.

Charakteristická impedance symetrizačního kabelu  $Z_0$  bývá obvykle shodná se  $Z_0$  napáječe. Není to však podmínkou! Teoreticky je dokonce menší impedance výhodnější. Důležité je pouze pokud možno přesně stanovit správnou elektrickou délku symetrizačního vedení, tj.  $l_0 = \lambda_0/2 = K_c \lambda_0/2$  ( $\lambda_0$  je délka vlny ve vzduchu,  $K_c$  činitel zkrácení z tab. 2). Při realizaci je důležité bezprostředně propojit stínění kabelů na konci napáječe (obr. 24). Délka  $l_0$  je měněna až k bodům A a B, samozřejmě volně střední vodiče v těchto místech musí být co nejkratší.

Obvod pracuje prakticky beze ztrát v kmitočtovém pásmu asi  $\Delta f = \pm 10\%$ . Pro tento typ provozu lze ho jednoznačně doporučit. Aplikovat však tento obvod v širším pásmu, např. pro celé UKV, není vhodné. V tom případě je nutno počítat nejen se zvětšením ztrát, ale i s nedokonalou symetrií obvodu.

Jiné provedení symetrizace půlvlnným vedením, vhodné především pro UKV, je v obr. 25a, b. Vedení zde je realizováno jako páskové na oboustranně plátovaném kuprextitu. Symetrizační vedení je tvořeno meandrem na jedné straně kuprextitu a stíněním na straně druhé. Příklad připojení k anténě (skládaný dipól) je v obr. 25b. Opět je nutno dbát na spájení stínění kabelu se stíněním symetrizačního obvodu.

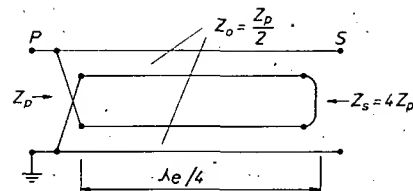


Obr. 25. Symetrizační obvod s půlvlnným páskovým vedením

du (spodní strana kuprextitu). Elektrické vlastnosti jsou podobné jako u předchozího typu s půlvlnným kabelem. Obtížnější je samozřejmě optimalizovat obvod pro požadované kmitočtové pásmo, především pro nezaručené vlastnosti kuprextitu.

#### Symetrizace čtvrtvlnným vedením

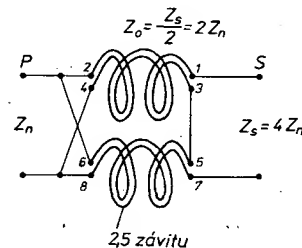
Zapojení je v obr. 26. Obvod je vytvořen ze dvou čtvrtvlnných dvou vodičů. Obě vedení jsou na jedné straně spojena paralelně, na druhé straně sériově. Tím dochází k impedanční transformaci. Má-li každé



Obr. 26. Symetrizační – transformační obvod z dvou vodičů

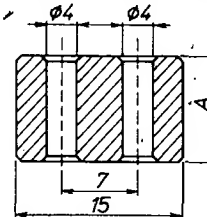
symetrické vedení charakteristickou impedancí  $Z_0$ , pak na straně sériového spojení (bod S) bude optimální impedance  $Z_0 = 2Z_0$ , na druhé straně  $Z_1 = Z_0/2$ . Pro dvou vodič  $Z_0 = 150 \Omega$  bude tedy  $Z_0 = 300 \Omega$ ,  $Z_1 = 75 \Omega$ . Jak patrně, obvod transformuje impedance 1:4. Na paralelní straně je možno jednu větev uzemnit, čímž vzniká symetrizační obvod. Někdy bývá tento obvod realizován též z tyčových dvou vodičů uspořádaných křížem, případně ve formě stínění. Utlum obvodu je zanedbatelný, je dán prakticky pouze ztrátami impedančního nepřizpůsobení.

Výborné symetrizační vlastnosti předchozího obvodu vedly k jeho dalšímu vývoji. Dvoulinky, které jej vytvářejí, byly svinuty do cívek, případně navinuty na vhodná feritová jádra. Zapojení je v obr. 27. Princip funkce je shodný jako v před-

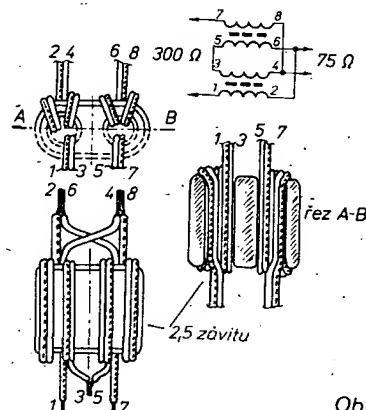


Obr. 27. Symetrizační – transformační obvod ze svinutého dvou vodiče

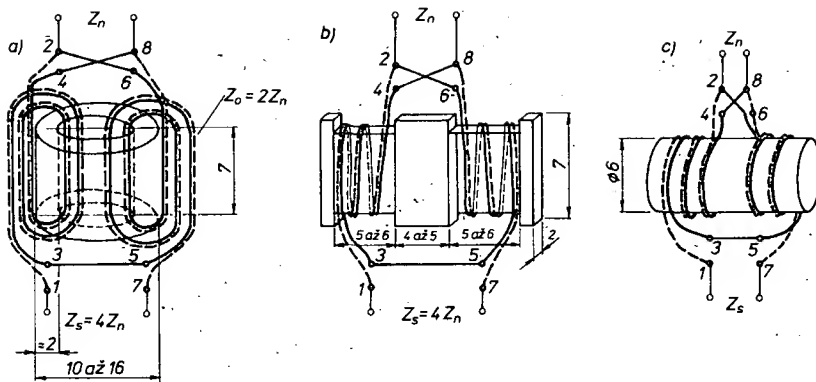
chozím případě, impedance se opět transformuje 1:4. Výborně se obvod realizuje na dvoudřevovém feritovém jádru (obr. 28) z hmoty N1. Vinutí lze výhodně udělat miniaturním dvou vodičem  $2 \times 0,4 \text{ mm Cu}$  z Kable Kladna (závod Velké Meziříčí), obr. 29. Jestliže ho neseženete, postačí izolovaný vodič o  $\varnothing 0,4$  až  $0,5 \text{ mm Cu}$  vinuto zavit vedle zavitu bifilární podle obr. 29, popř. obr. 27.



Obr. 28.



Obr. 29.

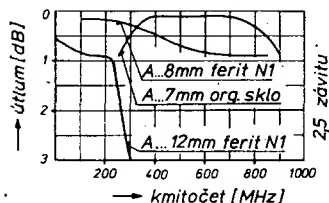


Obr. 30. Symetrizační – transformační obvod na zjednodušených jádrech z izolantu

Důležité je správně spojit vodiče obou linek na nesymetrické (paralelní) a symetrické (sériové) straně obvodu. Použijeme-li výše uvedený dvouodič, bývá jeden vodič pocínován, druhý je holá měď. Na nesymetrické straně spojíme tedy např. vždy pocínovaný vodič s holým vodičem, na symetrické straně spojíme pouze dva shodně značené vodiče, druhé dva shodně jsou vývody. Víneme-li obvod z jednotlivých izolovaných vodičů, je vhodné volit pro náhradu dvouodiče dva různobarevné jednotlivé vodiče, abychom nepopletli jejich spojení na obou stranách obvodu.

Pro obor UKV (TV IV–V) je výhodné nahradit jádro feritové jádrem z organického skla nebo jiného izolačního materiálu. Vlastní vinutí zůstává shodné jako v obr. 27, 29. Tvar izolačního jádra může být stejný jako v obr. 28, nebo ho lze zjednodušit: tři varianty najdeme v obr. 30a, b, c; obvod je navinut na trubičce nebo destičce z izolantu, obě vinutí jsou vedle sebe. Obdobně lze navinout obvod na kulatině nebo hranolku s obvodem 18 mm. Důležité je, aby obě vinutí byla shodná, což zaručuje symetrii obvodu.

Při realizaci je důležitá správná volba délky jádra (rozměr A v obr. 29, 30), popř. délka vinutí. Počet závitů je vždy 2,5. V obr. 31 jsou útlumové charakteristiky pro dvě různé délky (A) feritových dvouodířových jader. Optimum pro TV I až V je v tomto případě A = 8 mm. Pro UKV a jádra z organického skla je to A = 7 mm.

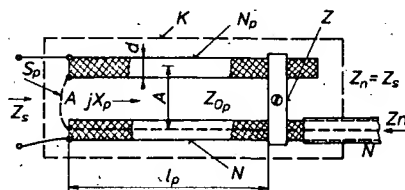


Obr. 31. Přenosové vlastnosti obvodu z obr. 29

Počet závitů na každé polovině obvodu je opět 2,5. Vidíme, že ztráty vhodně voleného symetrizačního obvodu jsou skutečně zanedbatelné. Impedanční chování obvodu v kmitočtovém rozsahu minimálního útlumu je velmi dobré, jeho zařazení nezhoršuje impedanční přizpůsobení. Tato skutečnost spolu s výbornými symetrizačními vlastnostmi činí z něj ideální obvod pro širokopásmové účely.

#### Symetrizační obvod netransformující impedanci (balun)

Již sám název napovídá, že jde o člen, který má za úkol pouze změnit charakter impedance z nesymetrické ( $Z_n$ , obr. 32) na symetrickou ( $Z_s$ ), pokud možno bez jaké-



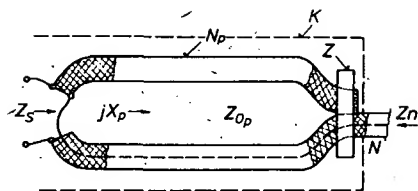
Obr. 32. Symetrizační obvod „balun“

kolikoli impedančního ovlivnění. Takový požadavek se vyskytuje v anténní technice dosti často, např. chceme-li napájet dipóly souosým kabelem 75  $\Omega$  nebo v anténní řadě při paralelním spojení čtyř antén 300  $\Omega$  napájených dvouodičem apod. Princip funkce spočívá v tom, že proudy ze souosého napáječe jsou v místě A převedeny pouze na symetrické impedance, a to jednak na zatěžující symetrickou impedanci  $Z_s$ , jednak na pomocnou symetrickou reaktanci  $jX_p$  dvouodičového vedení o charakteristické impedanci  $Z_{op}$ , tvořeného vnějším povrchem stínění pomocného souosého kabelu ( $N_p$ ) a vlastního napáječe N až k místu zkratu (Z).

Obvod tedy přičítá k symetrické anténní impedanci  $Z_s$  paralelně reaktanci  $jX_p$ , která je rovněž symetrická. Symetrie obvodu je tedy prakticky kmitočtově nezávislá, šířka pásma je dána pouze impedančním vlivem  $jX_p$  na  $Z_s$ . Jelikož  $jX_p$  a  $Z_s$  jsou řazeny paralelně, snažíme se, aby  $jX_p$  bylo co největší. Vzhledem k tomu, že  $jX_p$  je vytvářeno symetrickým vedením délky  $l_p$  na konci zkratovaným, bude jeho reaktance dána známým výrazem  $X_p = \pm jZ_{op} \tan \alpha l_p$ , tedy pro  $l_p = \lambda/4$  bude  $X_p = \pm \infty$ . Mimo tuto rezonanci bude  $X_p$  tím větší, čím větší bude  $Z_{op}$ . Výraz pro charakteristickou impedanci  $Z_{op}$  najdeme v obr. 12. Z něj je zřejmé, že  $Z_{op}$  a tedy i širokopásmovost se zvětšuje se vzrůstem  $A/d$ . Stínící kryt (K – obr. 22) zmenšuje  $Z_{op}$ , proto z daného hlediska je výhodnější kryt izolační nebo vůbec žádný, popř. je možné zakrývat pouze vstup balunu. Položíme-li si např. podmínku, aby  $X_p = 3Z_s$ , při níž se zhorší ČSV asi o 30 %, pak pro  $Z_s = 75 \Omega$  a  $Z_{op} = 150 \Omega$  ( $A/d = 2$ ) může již obvod pracovat v pásmu  $\Delta f = \pm 40$  %, popř. pro  $Z_{op} = 220 \Omega$  ( $A/d = 3,5$ ) v pásmu  $\Delta f = \pm 50$  %.

Skutečnost, že  $jX_p$  se paralelně přičítá k  $Z_s$ , umožňuje použít někdy  $jX_p$  pro zlepšení impedančního přizpůsobení. Prakticky toho využíváme posuvem zkratu (z obr. 32) na minimum ČSV. Bez patřičného přístrojového vybavení je však lépe provozovat balun v rezonanci ( $l_p = \lambda/4$ ).

V praxi bývá obvod realizován pro  $Z_{op} = 150$  až 350  $\Omega$ , tj.  $A/d = 2$  až 10. Snaha po co největším  $Z_{op}$  vede však ke vzniku škodlivých reaktancí, které především na UKV narušují symetrii obvodu.



Obr. 33. Balun se zlepšenou symetrií

Jde především o propojku  $S_p$  (obr. 32) a do jisté míry i o délku zkratu Z. Zmenšit je je možno úpravou vstupu a zkratu, popř. alespoň vstupu podle obr. 33. Tuto úpravu je však žádoucí použít až pro  $l_p/A \geq 5$ , tedy prakticky pro extrémní širokopásmovost. Existují ještě další úpravy pro zvětšení šířky pásma balunu, pro praktický provoz na TV pásmech jsou však zbytečné, popř. je obtížné elektrické nastavení.

Při realizaci balunu je možno jako kryt (K) použít např. trubky z novoduru. Nepoužijeme-li kryt, je žádoucí zakrýt alespoň ústí balunu a zajistit funkci zkratu např. připájením. Je-li balun v trubce, je výhodné kabely balunu odizolovat, což dává možnost zhotovit zkrat jako posuvný. Délka balunu ( $l_p$ ) má být elektrická čtvrtina pro střední provozní kmitočet, tedy  $l_p = K\lambda_0/4$ . Součinitel zkrácení  $K$  je pro balun z odizolovaných kabelů prakticky zanedbatelný, tj.  $K = 1$ . Zkrácení působí pouze distanční vložky, obvykle  $K = 0,98$ . Jsou-li kabely neodizolovány, pak bývá  $K = 0,95$ .

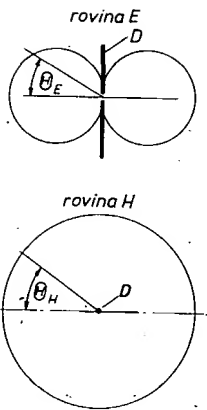
#### Parametry antén a jejich měření Polarizace

Elektromagnetické pole je pole vektorové. Směr elektrického vektoru nazýváme polarizací. Vyzařovací část antény musí mít shodnou orientaci s tímto vektorem. Televize používá převážně horizontální polarizaci, v menší míře vertikální. Oba tyto typy polarizace nazýváme polarizacemi lineárními. Mimoto jsou známy i jiné typy polarizace: kruhová, popř. eliptická, při nichž elektrický vektor rotuje. Tímto způsobem však televize nevysílá a není žádoucí anténu s kruhovou polarizací používat. Jednak by to vedlo k útlumu signálu o 3 dB, jednak k zvětšení škodlivého (parazitního) příjmu odražených signálů. Polarizace se obvykle příliš nemění ani při šíření na větší vzdálenost a to i mimo oblast přímé viditelnosti. Optimální orientace přijímací antény pokud jde o polarizaci je tedy většinou shodná s vysílací anténou.

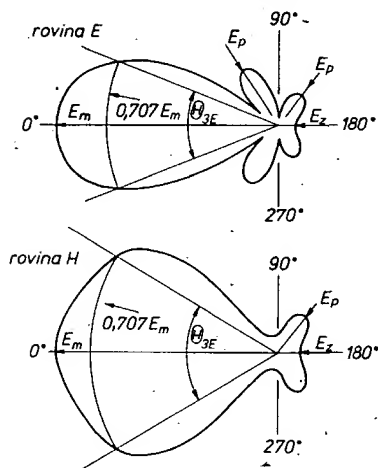
#### Vyzařovací diagram

Pod tímto pojmem je míněna závislost výstupního napětí antény na její prostorové orientaci vůči směru přijímaného (vysílaného) signálu. Vyzařovací diagram se obvykle měří ve dvou rovinách. Jednak v rovině zářičů antény, tj. v tzv. rovině E (rovině elektrického vektoru), jednak v rovině H, tj. kolmo na rovinu zářičů (rovinu magnetického vektoru).

V obr. 34 je vyzařovací diagram dipólu (D). V rovině E má anténa osmičkový diagram s maximem kolmo na zářič a s minimem ve směru zářiče, anténa zde tedy vykazuje směrové vlastnosti. Diagram je měřen v závislosti na úhlu  $\Theta$ .



Obr. 34. Vyzařovací diagram dipólu



Obr. 35. Vyzařovací diagram směrovky

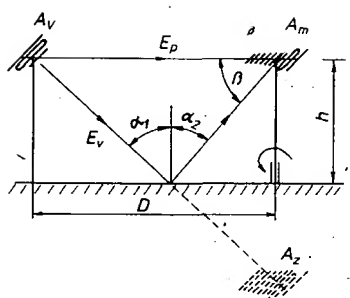
Naproti tomu v rovině H – měřeno v závislosti na  $\Theta_H$  – je to kružnice. Anténa je v tomto případě všesměrová. V praxi se tato anténa považuje za jeden z normálů zisku.

Zásadně odlišný typ vyzařovacího diagramu najdeme v obr. 35. Týká se směrové antény. Má jeden hlavní paprsek (laloek), u něhož se udává šířka  $\Theta_3$  pro zmenšení signálu o 3 dB, tedy na 0,707 maxima ( $E_m$ ), výjimečně je indikována šířka  $\Theta_{10}$  pro zmenšení o 10 dB (0,316  $E_m$ ). Dále najdeme ve vyzařovacím diagramu v předním sektoru ( $270^\circ - 0^\circ - 90^\circ$ ) několik postranních paprsků. Největší je označen jako  $E_p$ . V zadním sektoru ( $90^\circ - 180^\circ - 270^\circ$ ) je opět několik zadních paprsků, největší je  $E_{pz}$  (obr. 35). Obvykle však zde zjišťujeme  $E_z$ , tj. vyzařování pro  $180^\circ$ .

V diagramech v obr. 35 je výrazný rozdíl mezi rovinami E a H. Je to typické pro směrovky s menším ziskem, u nichž se v rovině E uplatňuje osmičkový diagram jednotlivých zářičů. U větších směrových antén rozdíl mezi rovinami E a H mizí.

Důležité parametry vyzařovacího diagramu (u směrových antén nazývaného též směrový diagram) jsou

$$\begin{aligned} \Theta_{3E}, \Theta_{3H} & \dots \text{šířka hlavního paprsku} \\ & \dots \text{(úhel příjmu) pro pokles} \\ & \dots \text{3 dB v rovinách E a H,} \\ \Theta_{10E}, \Theta_{10H} & \dots \text{totež pro pokles 10 dB,} \\ \dots & \dots \text{činitel zpětného} \\ \text{ČZZ} = \frac{E_m}{E_z} & \dots \text{záření (příjmu)} \end{aligned} \quad (17)$$



Obr. 36. Měření vyzařovacího diagramu



Obr. 37. Vertikální vyzařovací diagram ovlivněný zemí

$$\begin{aligned} \text{ČPZ} &= \frac{E_m}{E_p} \dots \text{činitel postranního záření} \\ & \dots \text{(příjmu), nazýván též činitelem postranních laloků} \\ & \dots \text{(ČPL),} \\ & \dots \text{popř. vyjádřeno v dB} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\text{ČZZ} = 20 \log \frac{E_m}{E_z} [\text{dB}] \quad (19)$$

$$\text{ČPZ} = 20 \log \frac{E_m}{E_p} [\text{dB}] \quad (20)$$

Diagramy z obr. 34 a 35 jsou naměřeny tak, že je eliminován vliv země, tedy za ideálních podmínek, jakoby ve volném prostoru. Takto jsou uváděny veškeré vyzařovací diagramy v katalogích, prospectech a publikacích vůbec. Ve skutečném provozu pracuje anténa nad polovodičovou zemí. To se v praxi projeví ve tvaru vertikálního vyzařovacího diagramu, pro horizontální antény tedy v rovině H, pro vertikální v rovině E. V zásadě je vliv země vyznačen v obr. 36. Na měřenou anténu  $A_m$  dopadají dva paprsky: přímý ( $E_p$ ) a odražený od země ( $E_v$ ), oba vycházejí z vysílací antény  $A_v$ , přičemž pro homogenní zemí platí, že  $\alpha_1 = \alpha_2$ . Velikost a fáze odraženého paprsku ( $E_v$ ) závisí na vodivosti země a polarizaci antén. Skutečná vodivost země na TV kmitočtech je dána komplexním číslem, v žádném případě však země není dokonalý vodič, jak se někdy udává. Odraz od země lze pro výpočet vertikálního diagramu nahradit aktivní anténou ( $A_z$ ), čímž vznikne dvouprvková anténní řada o nestejné amplitudě a fázi proudů.

Vliv země na vertikální vyzařovací diagram je naznačen v obr. 37 plnou čarou. V diagramu se objeví minima, jejichž poloha je závislá na vodivosti země a výšce antény nad zemí. Pokud je na horizontu ( $\Theta = 0$ ) minimum, pak platí, že se se zvětšující se výškou zmenšuje úhel prvního maxima ( $\Theta_{m1}$ ), příjem antény poblíž horizontu se zlepšuje. Tato skutečnost má důležitý význam, jde-li o příjem slabých signálů. Často proto relativně malá změna výšky nad zemí značně zlepší příjem. Navíc má zvětšení výšky příznivý vliv z hlediska šíření TV signálů.

V obr. 37 je vyznačen čárkově též diagram antény ve volném prostoru, popř. nad zemí, jejíž vodivost je zanedbatelná. Je zřejmé, že je to obalová křivka k diagramu nad vodivou zemí.

Měření vyzařovacího diagramu je značně problematická záležitost. Měří se otáčením antény o  $360^\circ$ , popř. pouze o  $180^\circ$ , obvykle v rovinách E a H (obr. 36). Podmínkou regulérnosti měření je co nejdokonalější homogenita elektromagnetického pole. To znamená, že v prostoru, v němž se měří antény, musí být amplituda

a fáze měřicího signálu co možno lstantní, kolísání amplitud nemá přenout 1 dB do 300 MHz, popř. 0,5 dB, 300 MHz. Jednou z podmínek homogenity je dostatečná vzdálenost mezi měřicí a měřenou anténou. Minimální vzdálenost  $D$  je dána vztahem

$$D \geq \frac{2}{\lambda} (A_v^2 + A_p^2)$$

kde  $A_v$ ,  $A_p$  jsou největší rozměry o antén,  $\lambda$  je vlnová délka. Dále je nutné, elektromagnetické pole bylo prosto o žených signálů, a to jak od okolí objektů, tak i od země. V uspořádání podle obr. 36 poslední uvedené podmínka splněna není, na měřenou ani dopadají dva paprsky – přímý a odražený. Naměřený vyzařovací diagram bude vektorovým součtem  $E_p$  a  $E_v$ . Chyba m ní takto vzniklá bude tím větší, čím větší úhel  $\beta$  a uplatní se obvykle především měření ČZZ, díky velké členitosti z: partie vyzařovacího diagramu.

Naskytá se otázka, jak výše uvede závadu měření odstranit. Tou nejještější možností je vzdálit pomocnou v laci anténu ( $A_v$ ) natolik, aby úhel  $\beta$  by nejmenší, tj. měřit na velkou vzdálenost, např. využít některého TV vysílače, ovšem vzniká problém s odrazy od o. Proto se většinou dává přednost mě na malou vzdálenost, při němž lze pro mezi oběma anténami plně kontrolu. Pro potlačení odrazů od země exist několik velmi zajímavých metod. N v obr. 36 použijeme-li jako pomoc anténu ( $A_v$ ) směrovku a zvětšíme-li s časné výšky obou antén nad zemí můžeme dosáhnout toho, že pod úh  $\beta$  již  $A_v$  prakticky nevyzařuje,  $E_v$  odpadá. Navíc lze záření k zemi ( $E_v$ ) zmenšit nakloněním  $A_v$  tak, aby maxim záření směřovalo nad proměřovanou ténou, tj. aby elevační úhel antény n nulový. V literatuře bývají uváděny mn další metody jako umísťování přek v místě odrazu od země, uspořádání ření ve směru vertikálním, tj. vysílací a na na zemi, proměřovaná na věži a. V praxi se však používají málo, nejčas je uspořádání v obr. 36 se směrovko a co možno maximální výškou  $h$ , neb měří na velkou vzdálenost.

Pokud jde o přístrojové vybavení samozřejmě nutný dokonale ocechov měřící přijímač, připravený na výstup i měřované antény. Dále je bezpodmíne nutné potlačit parazitní příjem, popř. ření vnějšího povrchu napájecích kab tj. antény dokonale symetrizovat, ka vyvádět z antén tak, aby neexisto vazba mezi jejich vnějším povrchem a ténou. Samozřejmě nepoužívat jako páječe dvou vodiče, nýbrž dobře stín kabely, jejich vnější povrch nesmí citlivý na dotyk. Jak patrné, musí splněno mnoho podmínek, abychom měřili skutečný vyzařovací diagram.

## Směrovost, zisk a výstupní na antény

Směrovost ( $S$ ) je definována jako měř vyzařených výkonů normálové a měřené ( $N_m$ ) antény pro vyvolání st velkého elektromagnetického pole v něm směru a vzdálenosti, tedy

$$S = \frac{N_m}{N_n}, \text{ popř. } S = 10 \log \frac{N_m}{N_n} [\text{dB}]$$

Jako normálová anténa bývá někdy i žována tzv. izotropní anténa, což je li

ní anténa, která vyzařuje ve všech směrech shodně – jejím prostorovým vyzařovacím diagramem je koule. V tom případě mluvíme o směrovosti absolutní ( $S_a$ ). V případě, že použijeme jinou normálovou anténu, např. elementární dipól (nekonečně malý dipól) nebo půlvlnný dipól, jde o směrovost relativní ( $S_d$ ). Přitom elementární dipól má absolutní směrovost  $S_a = 1,5$ , tj.  $S_d = 1,8$  dB, a půlvlnný dipól  $S_a = 1,65$ , tj.  $S_d = 2,2$  dB. Jestliže je tedy někde udávána směrovost vůči izotropní anténě (absolutní), pak směrovost vůči půlvlnnému dipólu bude o 2,2 dB menší.

Z definice směrovosti vyplývá, že v sobě nezahrnuje účinnost antény a impedanční přizpůsobení, tj. ztráty odrazem. Proto se v praxi raději používá termín zisk antény, popř. provozní zisk. Zisk je dán poměrem výstupních napětí, popř. výkonů měřené ( $E_m$ ,  $N_m$ ) a normálové antény ( $E_n$ ,  $N_n$ ) při natočení obou antén na maximum. Přitom normálová anténa je bezztrátová, dokonale přizpůsobena ( $\text{ČSV} = 1$ ), měřená anténa má předepsané přizpůsobení, výstupní vf napětí se měří na výrobce udávané jmenovité impedanci. Obě antény musí být samozřejmě umístěny v homogenním elektromagnetickém poli, obdobně jako při měření vyzařovacích diagramů.

Jako normálová anténa se nejčastěji používá půlvlnný dipól. V tom případě se někdy užívá termín **provozní zisk** ( $G_d$ ). Méně často, spíše z reklamních důvodů, bývá normálem zisku izotropní zářič. Pro vztah vůči izotropnímu zářiči je lépe používat termín **směrovost** ( $S_a$ ), popř. absolutní směrovost.

Zisk obvykle vyjadřujeme v dB, takže

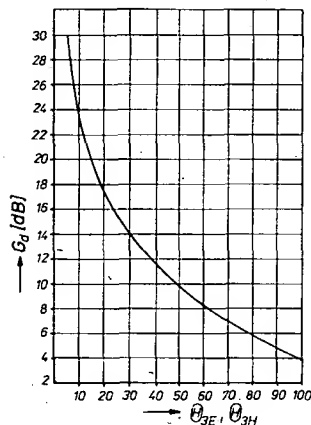
$$G = 10 \log \frac{N_m}{N_n}, \text{ popř. } G = 20 \log \frac{E_m}{E_n} \quad (23)$$

Vztah mezi směrovostí a ziskem vyplývá z výše uvedených definic

$$G_0 = S_0 \eta_A \beta_0 \quad (24)$$

tj. zisk je směrovost zmenšená o účinnost antény ( $\eta_A$ ) a ztrát vlivem impedančního nepřizpůsobení ( $\beta_0$ , viz tab. 1). Účinnost antény je většinou blízká 100 % ( $\eta_A \approx 1$ ). Je-li impedanční přizpůsobení alespoň  $\text{ČSV} \approx 1,5$ , pak  $G_0 \approx S_0$ .

Směrovost ( $S_0$ ) (a tedy i zisk) je především dána tvarem vyzařovacího diagramu. Pokud bude úroveň postranních a zadních paprsků malá, tj.  $\text{ČZZ} = \text{ČPZ} = 20$  dB, je zisk antény dán prakticky pouze šířkou hlavního paprsku v obou rovinách  $\Theta_E$  a  $\Theta_H$ . Přehledně je závislost směrovosti vůči dipólu  $S_0$  na šířce hlavního paprsku  $\Theta_0$  zpracována v obr. 38.

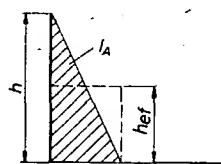


Obr. 38. Zisk vůči dipólu v závislosti na šířce paprsku

Údaje tam uvedené byly vypočteny pro směrové antény s jedním hlavním paprskem rotačního charakteru, tj.  $\Theta_{3E} = \Theta_{3H}$ . Přibližně však platí i pro běžné případy, kdy  $\Theta_{3E} \neq \Theta_{3H}$ , přičemž  $\Theta_0$  získáme jako střední hodnotu šířky paprsku v obou rovinách, tedy  $\Theta_0 = 1/2 (\Theta_{3E} + \Theta_{3H})$ .

Je-li ČZZ, popř. ČPZ  $\approx 20$  dB, je nutno směrovost zmenšit a to pro ČPZ  $\approx 15$  dB o asi 0,5 až 0,75 dB, pro ČPZ  $\approx 10$  dB o 1 až 1,5 dB.

V souvislosti se ziskem se někdy uvádějí též následující parametry: efektivní výška ( $h_{ef}$ ) a efektivní plocha  $A_{ef}$ . Efektivní výška se týká tyčových nebo drátových antén. Definice vychází z proudového obložení antény převedeného na rovnoplochy obdélník, přičemž  $h_{ef}$  se rovná délce jeho strany ve směru antény. Přitom amplituda obložení původního a obdélníkovitého zůstává shodná. Problém je zřejmý z obr. 39, na němž je uveden případ krátké tyčové antény délky  $h$  s trojúhelníkovitým proudovým obložением ( $I_a$ ). Rovnoplochy obdélník má výšku  $h_{ef} = h/2$ .



Obr. 39. Efektivní výška antény

Anténa s obdélníkovitým obložением má  $h_{ef} = h$ . Praktický význam  $h_{ef}$  tkví v tom, že  $U_A$  v (25) je dán vztahem  $U_A = h_{ef} E$  ( $E$  je intenzita vf pole), takže  $h_{ef}$  je mimo jiné úměrná zisku.

Pro antény UHF a mikrovlnné se někdy zavádí pojem efektivní plocha absorpce, nebo též pouze efektivní plocha ústí antény ( $A_{ef}$ ). Je dána poměrem výkonu dodaného do zátěže antény a výkonovou hustotou (Pointingův vektor) dopadající vlny. Je tedy opět úměrná zisku.

V naší publikaci jsou oba výše uvedené parametry nahrazovány pojmem zisk, popř. při vyčíslování napětí na zátěži vztahem (25).

Zisk je nutno měřit za obdobných podmínek jako vyzařovací diagramy, tj. je třeba zajistit dokonalou homogenitu vf pole a jeho shodnou amplitudu pro obě měřené antény, tj. normálovou a měřenou. Jestliže si nejsme jisti homogenitou pole, je výhodné střídavě zaměřovat obě antény ve stejném místě. Samozřejmě je nutno, aby normálová anténa – dipól  $\lambda/2$  – byla co nejdokonalěji impedančně přizpůsobena ( $\text{ČSV} \approx 1,5$ ).

Se ziskem souvisí výstupní napětí antény ( $U_A$ ). Je dáno výrazem

$$U_A = \frac{47,75 E G_d}{f} \sqrt{\frac{R_A}{72}} \quad (25)$$

kde  $E$  je intenzita vf pole v  $\mu\text{V/m}$ ,  $f$  provozní kmitočet v MHz,  $G_d$  zisk vůči dipólu, vyjádřený napětově,  $R_A$  reálný odpor antény. Výraz (25) platí při dokonalém impedančním přizpůsobení.

Výraz (25) určuje žádoucí TV signál. Mimo to se ovšem na výstupu objeví šumové napětí antény ( $U_{AS}$ ). Je to tepelný šum anténního reálného odporu ( $R_A$ ). Jeho velikost určuje výraz (26)

$$U_{AS} = \sqrt{K T_0 \Delta f R_A} \quad (26)$$

kde  $K = 1,38 \cdot 10^{-23} [\text{Ws}^0/\text{K}]$ ,  $T_0$  je teplota ve  $^\circ\text{K}$  ( $20^\circ\text{C} = 293^\circ\text{K}$ ),  $\Delta f$  ekvivalentní šumová šířka pro naši normu

( $\Delta f = 5,75$  MHz). Pro  $R_A = 75 \Omega$  vyjde, že  $U_{AS} = 1,32 \mu\text{V}$ . Ve většině případů je to hodnota zanedbatelná, nikoli však tam, kde se jedná o dálkový příjem. Je nutno si uvědomit, že např. pro výstupní aktivní signál  $U_A \approx 4 \mu\text{V}$  je již na výstupu z antény poměr signál/šum  $U_A/U_{AS} \approx 3$ , tj. pouze 10 dB.

## Impedanční přizpůsobení antény

O impedančním přizpůsobení v obecném slova smyslu jsme již pojednali. Zde se zmíníme pouze o problémech specifických přijímacím TV anténám. Obvykle je anténa z tohoto hlediska definována dvěma parametry: jmenovitou (nominální) impedancí ( $Z_n$ ) a činitelem stojatých vln (ČSV), který někdy nahrazuje činitel odrazu ( $\rho$ ).  $Z_n$  by měl být přibližně střední velikostí vstupní impedance antény ( $Z_A$ ). Vzhledem k tomu, že anténu upravujeme pro maximální přenos výkonu do vedení a z něho do přijímače, je nutno, aby jmenovitá impedance antény byla blízká charakteristické impedanci vedení ( $Z_0$ ), tj. buď  $75 \Omega$  pro přenos souosým kabelem, nebo  $300 \Omega$  pro přenos dvoudřevicem. Televizní přijímací antény mají vesměs  $Z_n = 300 \Omega$ . Má to tu výhodu, že pro ně můžeme použít dvoudřevic  $300 \Omega$  přímo nebo kabel  $75 \Omega$  přes transformační – symetrizační obvod (obr. 24 až 30).

ČSV je dána zakončující impedancí. Vzhledem k směru přenosu energie anténním napáječem je v našem případě vedení zakončeno vstupní impedancí přijímače, nikoli anténou. Jmenovitá impedance antény ( $Z_n$ ) tedy neurčuje poměry na napájecí, nýbrž je pouze mírou odchylky  $Z_A$  od  $Z_0$ , tedy mírou impedančního nepřizpůsobení. Čím větší ČSV, tím větší odchylka  $Z_A$  od  $Z_n$ , popř.  $Z_0$ . Např. maximální reálný odpor antény  $R_{A\text{max}} = Z_n \text{ ČSV}$ , minimální  $R_{A\text{min}} = Z_n / \text{ČSV}$ .

Měření impedance se většinou vymyká z možnosti řadového amatéra. I na profesionálních pracovištích je o dokonalé měřiče impedance nouze, zvláště v oboru UKV, tj. nad 500 MHz. V dřívějších dobách se v kmitočtovém oboru do 100 MHz používaly většinou vf můstky. Nad 100 MHz to byly měřiče na principu indukce stojatých vln na sousém vedení, a to dvojího druhu: jednak sousé vedení s pohyblivou sondou, jednak tzv. reflektometry. První typ umožňoval zjistit tvar stojatých vln, tj. poměr maxima a minima – tedy ČSV – a navíc i polohu minim a maxim na sousém vedení zakončeném měřenou impedancí. Z naměřených veličin pak bylo možno poměrně snadno určit hledanou impedanci.

Zásadně odlišným způsobem pracuje reflektometr. Zde je mezi generátor a zátěž, tedy v sérii měřenou impedancí (např. anténu) zařazen tzv. směrový vazební člen, který odebírá část energie, která jím prochází. Přitom rozlišuje signál, který do zátěže přichází ( $E_p$ ) a signál, který se odráží a vrací ke generátoru ( $E_r$ ). Reflexní součinitel je pak přímo  $\rho = E_r/E_p$ . Jednoduchý vazební směrový člen lze poměrně snadno zhotovit např. jako odbočovací transformátorový člen, používaný v domovních rozvodech. Pro obor VKV je to odbočovač na feritovém dvoudřevicovém jádru s odbočením asi 10 dB; pro UKV obdobný člen na jádru z organického skla. Měření s tímto odbočovačem je možné pouze pro ČSV  $\approx 1,5$ , při měření menších hodnot vadí malý zpětný útlum.



Samozřejmou podmínkou je dobře ocejchovaný indikátor signálů odebraných vazebním členem.

Dnešní profesionální měřiče impedancí pracují sice na obou výše uvedených principech, ovšem ve formě silně zdokonalené a zautomatizované, doplněné většinou rozmiřtačem s indikací přímo na Smithově diagramu.

Pro amatéra je přesné nastavení impedance vždy dosti obtížné. Z tohoto hlediska je vhodné volit pro domácí realizaci ověřené antény, popř. typy širokopásmové, nebo vytvářet větší antény kombinací ověřených, popř. prodávaných typů antén.

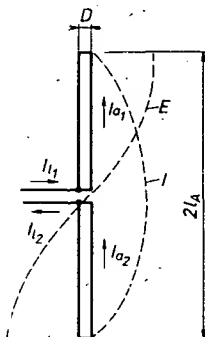
## Antény

Antény v této publikaci jsou rozříděny na jednotlivé zářiče a anténní soustavy, tj. jednoduché anténní řady a složené anténní řady. Je to posoupnost odpovídající výstavbě antén; základem jsou jednotlivé antény. Z nich lze sestavit jednoduché anténní řady (jednoduché směrové antény) a z těch pak složené anténní řady.

### Jednotlivé zářiče

#### Dipól

Základem většiny televizních přijímačích antén je dipól a jeho modifikace (úpravy). Základní tvar dipólu spolu se symetrickým napájecím je v obr. 40. Symetrické linkové proudy na napájecích  $h_1$ ,  $h_2$  přecházejí na dipól jako  $I_{A1}$ ,  $I_{A2}$  a mění zásadně svůj charakter. Zatímco  $h_1$ ,  $h_2$  jsou stejně velké a opačné fáze, tedy nevyzařují, po přechodu na dipól se z nich stávají proudy soufázové, anténní, tj.  $I_{A1}$ ,  $I_{A2}$ . V obr. 40 je tato změna dobře patrná



Obr. 40. Anténní proudy na dipólu

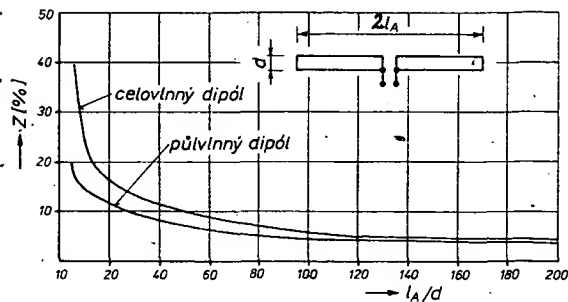
z jejich vzájemné orientace. Další zásadní rozdíl mezi linkovými a anténními proudy na dipólu tkví v tom, že převažujícím typem proudů na vedení jsou proudy (vlny) postupné, kdežto na dipólu proudy (vlny) stojaté. Tvary stojatých vln proudových a napěťových (E) na dipólu jsou v obr. 40. U tlustých dlouhých dipólů objevují se též složky s postupným vlněním.

#### Impedance dipólu

Impedance dipólu je dána poměrem vektoru napětí a proudu v místě buzení antény. Vzhledem ke stojatému vlnění na dipólu obdobného charakteru jako na symetrickém vedení na konci otevřeném, by bylo možno očekávat i obdobnou impedanci. To skutečně platí, ovšem pou-

Obr. 41. Impedance dipólu je na 3. str. obálky

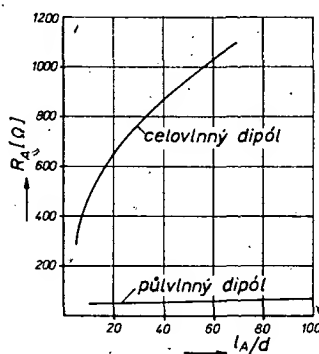
Obr. 42. Zkrácení půlvlnného a celovlnného dipólu



ze pokud jde o jalové složky, tj. pro  $l_A \leq \lambda/4$  jsou kapacitní, pro  $l_A \geq \lambda/4$  indukční. K sériové rezonanci dojde, když  $l_A \approx \lambda/4$ . Jelikož anténa – na rozdíl od linky – vyzařuje, v její impedanci se objeví též reálná složka, jejíž velikost je dána délkou a částečně i tloušťkou antény.

Typické průběhy vstupní impedance dipólu jsou v obr. 41. Impedance jsou vyneseny ve Smithově diagramu tak, jak je zvykem v profesionální praxi. Je to výhodné vzhledem k tomu, že jsme okamžitě informováni nejen o průběhu impedance, nýbrž též o širokopásmovosti antény pro daný činitel stojatých vln (ČSV), a možnostech případné impedance kompenzace apod. (viz odstavec o Smithově diagramu). Vraťme se však k obr. 41. Jde o impedance tří různých tlustých dipólů. Na křivkách jsou vyznačeny body odpovídající rozmezí elektrických délek  $l_A/\lambda = 0,15$  až  $0,5$ . Všimněme si typického vlivu tloušťky:

1. První (sériová) i druhá (paralelní) rezonance se se zvětšující se tloušťkou posouvají směrem ke kratším délkám. Potřebná délka pro obě rezonance se zkracuje. Přibližně nás o tom informují křivky na obr. 42. Přesná velikost zkrácení ( $Z$ ) závisí na detailním uspořádání antény.
2. Reálný odpor v první rezonanci (půlvlnný dipól) se mění se zvětšující se tloušťkou poměrně málo. Je to dobře patrné z obr. 43, kde je vynesena závislost vstupního reálného odporu ( $R_A$ ) na tloušťce.



Obr. 43. Vstupní reálný odpor rezonujícího dipólu

3. Reálný odpor v druhé rezonanci (celovlnný dipól) se zmenšuje se zvětšující se tloušťkou velmi radikálně, např. v obr. 43 v rozmezí  $R_A = 1200$  až  $200 \Omega$ . U celovlnných dipólů se dokonce využívá změny tloušťky k nastavení potřebného vstupního reálného odporu. Závislost tloušťky ( $l_A/D$ ) na reálném vstupním odporu pro celovlnný dipól je opět v obr. 43.

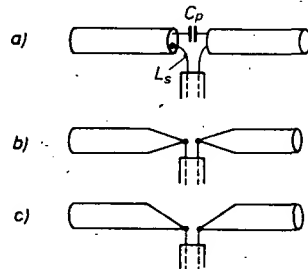
4. Impedanční širokopásmovost, definovaná jako kmitočtové rozmezí, v němž ČSV nepřesáhne předepsanou velikost – se zvětšuje se zvětšující se tloušťkou antény. V obr. 41 je kružnice pro ČSV = 2. Rozmezí elektrických délek

( $l_A/\lambda$ ) půlvlnných dipólů uvnitř této kružnice je pro tlustší útvary podstatně větší. Délka impedance křivky pro dané pásmo se zkracuje se zvětšující se tloušťkou. Krátká impedance křivka je základním předpokladem pro dobré impedance přizpůsobení, tj. malý ČSV.

Z obr. 41 je patrné, že se se zvětšující se tloušťkou zmenšují reaktanční složky ( $jX_A$ ) vstupní impedance a obě rezonance se k sobě přibližují.

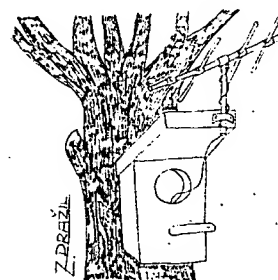
Omezení zvětšování tloušťky je v praxi dáno jednak mechanickými činiteli, jednak změnou reálného odporu v první rezonanci a jeho vybočením z výhodné oblasti, tj. z okolí  $75 \Omega$  nebo  $300 \Omega$  (vlnové odpory napájecího).

Pro plné využití dobrých impedance vlastností je nutno vyloučit veškeré parazitní, škodlivé reakce. Ty se obvykle vyskytují v místech buzení dipólu a to ve formě soustředné paralelní kapacity ( $C_p$ ) mezi čely zářičů, popř. jako sériová indukčnost ( $L_s$ ) následkem příliš tenkého a dlouhého spoje mezi dipólem a napájecím (obráz. 44a). Proto u extrémně tlustých útvarů je třeba upravit místo buzení podle obr. 44b, c, tj. dosáhnout co možná plynulého přechodu na napájecí konickým, popř. seříznutým přechodem.

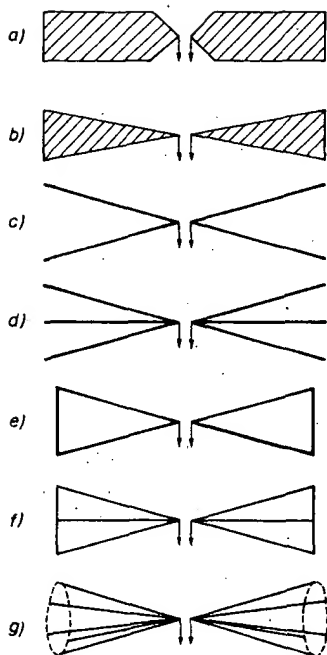


Obr. 44. Úprava místa buzení dipólu

V předchozích odstavcích se vyskytl několikrát termín „tlustý dipól“. Nemusí to vždy znamenat, že zářič je realizován z tlusté trubky. Jde o to, aby se zářič jevil jako „tlustý“ elektricky, nikoli mechanicky. Mechanická tloušťka je většinou dokonce nežádoucí, neboť takový zářič kladě velký odpor větru. Elektricky tlusté dipóly s malým odporem vůči větru lze realizovat např. jako ploché homogenní útvary v obr. 45a, b umístěné horizontálně tak, aby jejich čelní plocha byla minimální. Obecně je však výhodné nahrazovat homogenní útvary zářiči z trubek či drátů, např. v obr. 45c, nebo lépe s větší husto-







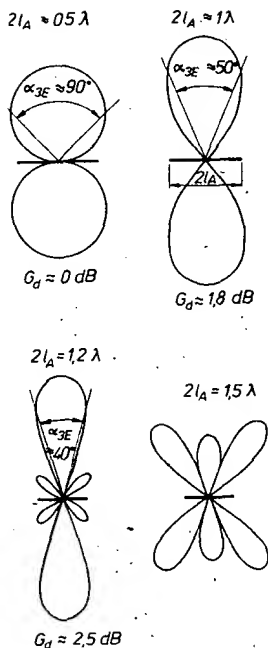
Obr. 45. „Tlusté“ dipóly

tou vodičů v obr. 45d. Chceme-li dipól mechanicky zkrátit, je vhodné doplnit útvar v obr. 45c, d na konci vodičem jako v obr. 45e, f. Pro extrémní širokopásmovost jsou výhodné útvary konické (obr. 45g).

Než ukončíme odstavce o impedanci, je nutno se zmínit ještě o jedné provozní oblasti dipólu. Až doposud jsme se zabývali dipóly provozovanými v rozmezí první a druhé rezonance a jejich okolí. Použitelné jsou však i dipóly, jejichž délka je  $2l_A/\lambda \ll \lambda/2$ . Je to oblast tzv. zkrácených, miniaturních (pokojevých) antén. Je charakterizována malými reálnými vstupními odpory, obvykle  $R_A < 20$  až  $30 \Omega$  a naopak velkými reaktancemi. Provoz těchto antén je možný pouze s impedance přizpůsobovacím obvodem. Je to obvod dosti náročný, neboť musí posunout impedance antény do oblasti požadovaného ČSV a navíc ji upravit tak, aby širokopásmovost byla co největší. Dále by měl mít velkou účinnost vzhledem k malému reálnému odporu antény. Výsledná vstupní impedance musí mít co nejlineárnější fázovou charakteristiku, tj. minimální skupinové zpoždění. Skloubit všechny tyto požadavky je značný problém. Ostatně od III. TV pásma výše nemá miniaturizace TV antén význam. Jednoduché nezkrácené antény pro kmitočty vyšší než 200 MHz jsou dostatečně malé i pro pokojové použití. Zmenšenou anténu na I. TV pásmo lze snadno zhotovit z dvoulinky  $300 \Omega$  jako zahnutý skládaný dipól.

#### Vyzařovací diagramy dipólu

V rovině H (kolmo na zářič) je vyzařovací diagram dipólu kruhový. V rovině E se diagram mění s délkou antény. Tato závislost spolu s údaji o šířce paprsku a zisku vůči půlvlnnému dipólu je v obr. 46. Největší šířku hlavního paprsku má elementární dipól, popř. dipól  $2l_A \ll \lambda/2$ . Se zvětšující se délkou se vyzařovací diagram v rovině E zužuje, posléze štěpí. Největší zisk má dipól délky  $2l_A = 1,2\lambda$ . Běžně je dipól provozován v rozmezí délek  $2l_A = 0,4$  až  $1,3\lambda$ . Pro délky  $2l_A \ll 0,5\lambda$  se vyzařovací diagram příliš nemění, použitelnost takovýchto antén je však omezena malým reálným vstupním odporem. Tato provozní oblast je využívána již zmíněnými zkrácenými anténami.



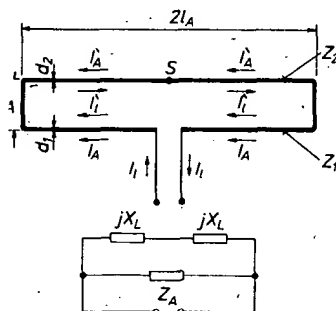
Obr. 46. Vyzařovací diagramy v rovině E

Vliv tloušťky na vyzařovací diagram není nijak výrazný, alespoň ne pro délky  $2l_A < 1\lambda$ . Pro větší délky je třeba brát v úvahu elektrické prodloužení antény tloušťkou (viz zkrácení dipólu v obr. 42), abychom nepřekročili mez elektrických délek  $2l_A/\lambda \approx 1,2$ .

#### Modifikace dipólu

##### Skládaný a bočníkový dipól

Běžný dipól z obr. 40 se v půlvlnném provedení jako TV přijímací anténa používá dosti zřídka. Nejčastěji ho nahrazuje tzv. skládaný dipól. Základní tvar je v obr. 47. Linkové proudy ( $I$ ) z napáječe přecházejí na první zářič ( $Z_1$ ) skládaného dipólu a podobně jako je tomu u prostého dipólu



Obr. 47. Skládaný dipól, proudy a náhradní schéma

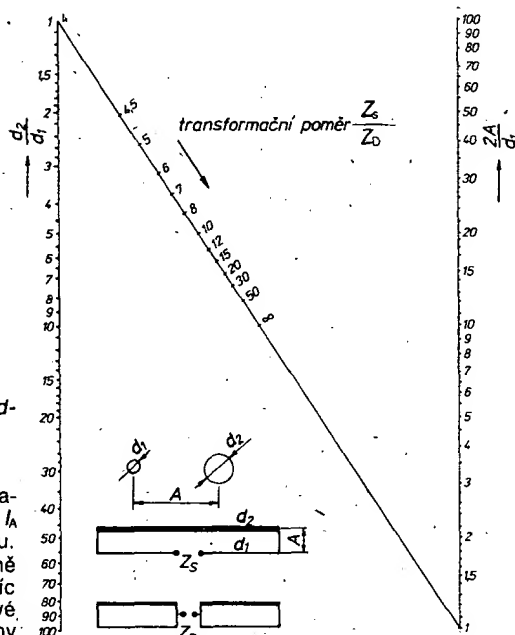
z obr. 40, mění se jejich vzájemná orientace a vznikají anténní stojaté proudy  $I_A$  shodného typu jako u prostého dipólu. Vazbou mezi zářiči  $Z_1$  a  $Z_2$  se obdobně vybudí zářič  $Z_2$  a vzniknou proudy  $I_A$ . Navíc vzniknou na anténě též proudy linkové (nevýzařující)  $I_L$  jako výsledek tvaru antény a skutečnosti, že  $I_A \neq I_L$ . Jinými slovy: proudy na anténě lze rozložit na dva typy: anténní proudy  $I_A$ ,  $I_A$  a linkové  $I_L$ . Proud  $I_A$ ,  $I_A$  zprostředkují vyzařování skládaného dipólu,  $I_L$  ovlivňují pouze impedance antény. Z hlediska linkových proudů představují obě poloviny antény vlastně dvě sy-

metrické, na konci zkracované linky, přičemž sériový součet jejich reaktancí ( $jX_L$ ) se přičítá paralelně k impedanci anténní  $Z_A$  (viz náhradní schéma na obr. 47). Tato skutečnost sama o sobě omezuje šířku pásma antény, neboť pro malé délky ( $l_A/\lambda$ )  $jX_L$  zkracuje  $Z_A$  stejně jako pro  $l_A \rightarrow \lambda/2$  (sériová rezonance  $jX_L \rightarrow 0$ ). Provoz antény bude optimální v okolí  $2l_A \approx \lambda/2$ , kde  $jX_L \rightarrow \infty$ . Pokud jde o vlastní anténní impedance  $Z_A$ , lze dokázat, že při shodném průměru obou zářičů antény ( $Z_1, Z_2$ , viz obr. 47) bude čtyřnásobkem impedance prostého dipólu, to znamená  $Z_A \approx 4 \cdot 70 \Omega = 280 \Omega$ . Anténa bude tedy výhodná pro přímé spojení s dvouvodičem o  $Z_0 = 300 \Omega$ .

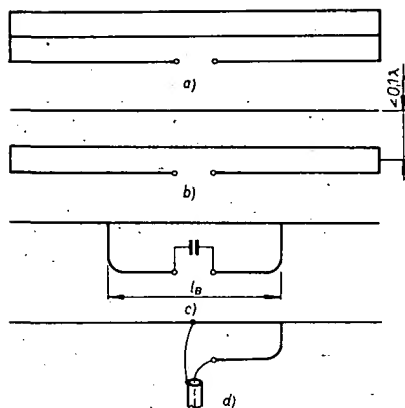
Typický průběh vstupní impedance normované na  $300 \Omega$  je na obr. 48. Na rozdíl od prostého dipólu (obr. 40) má skládaný dipól pro oblast  $2l_A \leq 0,8\lambda$  tři rezonance, přičemž první,  $R_{11}$ , je výsledkem vzájemné kompenzace  $Z_A$  a  $jX_L$  (viz náhradní schéma v obr. 47), ostatní dvě jsou především dány anténní impedancí  $Z_A$ , linková reaktance  $jX_L$  se uplatňuje méně. Největší širokopásmovost, tj. nejpomalejší průběh impedance má anténa v okolí rezonance  $R_2$  (běžné provozní pásmo antény). Impedanční širokopásmovost je zde větší než u prostého dipólu.

Další vynikající vlastnost skládaného dipólu spočívá v možnosti dosti rozsáhlé změny vstupní impedance. Skládaný dipól v obr. 47 má oba zářiče ( $Z_1, Z_2$ ) stejně tlusté ( $d_1 = d_2$ ). Jestliže  $d_1 \neq d_2$ , pak vhodným poměrem průměrů  $d_1/d_2$  lze dosáhnout značné změny vstupní impedance. Podrobně nás o tom informuje nomogram v obr. 49 ( $Z_0$  je impedance skládaného dipólu v rezonanci,  $Z_0$  je impedance prostého dipólu vytvářeného z obou zářičů  $Z_1, Z_2$ , spojených paralelně). Pro nepříliš tlusté útvary je  $Z_0 = 70 \Omega$ , pro tlustší,  $l_A/d \approx 5$  až  $20$ ,  $Z_0 = 55$  až  $65 \Omega$ . Z nomogramu v obr. 49 vidíme, že pro  $d_1/d_2 = 1$ , tj. pro běžný skládaný dipól bude  $Z_A/Z_0 \approx 4$ , tedy běžně  $Z_A = 4Z_0 = 280 \Omega$ . Pro  $d_1/d_2 < 1$  se zvětší vstupní impedance

Obr. 48. Viz 3. str. obálky



Obr. 49. Impedance skládaného dipólu



Obr. 50. Modifikace skládaného dipólu

na  $Z_0 \approx 280 \Omega$ , zatímco pro  $d_1/d_2 > 1$  se zmenší na  $Z_0 \approx 280 \Omega$ . Dobře realizovatelný je rozsah  $Z_0 = 100$  až  $1000 \Omega$ .

Pro větší transformační poměry je výhodný vícenásobný skládaný dipól (např. v obr. 50a), který má již v základním provedení transformační poměr  $Z_0/Z_0 \approx 9$ , změnou poměru průměrů trubek lze jeho impedanci ještě zvětšit.

V obr. 50b je uvedena další varianta, a to tzv. skládaný dipól s kompenzačním direktorem. Tento útvar v posledních letech zdolácně jako buzený prvek Yagiho antén. Je to skládaný dipól, v jehož bezprostřední blízkosti je umístěn pasivní zářič. Lze říci, že jde o modifikaci dipólu z obr. 50a. Tato úprava nejen zvětšuje vstupní impedanci, ale navíc ji i zvýhodňuje, výrazně se zvětšuje širokopásmovost.

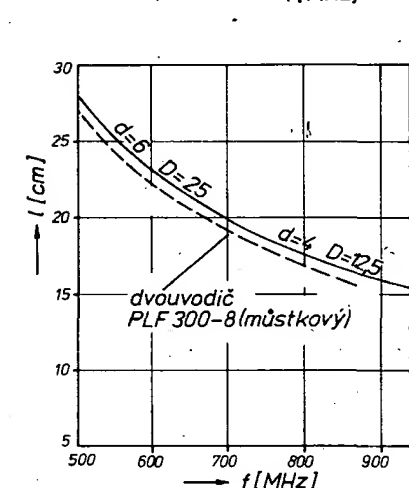
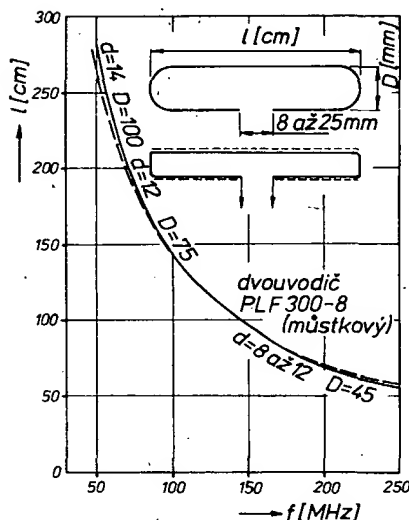
Možnost měnit impedanci má též bočnickový dipól v obr. 50c. Jde o dipól napájený tzv. anténním bočnickem. Oproti běžnému skládanému dipólu je vstupní impedance podstatně více ovlivňována linkovou reaktancí bočnicku (obdoba  $jX_L$  z obr. 47), neboť délka bočnicku  $l_b \ll \lambda/4$ . Jeho reaktance je indukční a pro rezonanci celého útvaru je nutné, aby reaktance vlastního zářiče byla kapacitní. Jinak je možno vykompenzovat zmíněnou linkovou reaktanci přidáním kondenzátorem.

V amatérské praxi se někdy objevuje bočnickový dipól v úpravě z obr. 50d, tj. bočnick i napáječ jsou nesymetrické, galvanicky je napájena pouze polovina zářiče, druhá polovina je vyhubena vzájemnou vazbou. Proudové obložení takto uspořádané antény je však dosti nesymetrické, což může vést k deformaci vyzařovacího diagramu a k parazitnímu vyzařování napáječe. Zdůvodnění této varianty úsporností jistě neobstojí.

Vyzařovací diagram a směrovost skládaného dipólu a jeho modifikací jsou přibližně shodné jako u prostého dipólu stejné délky. Mechanicky je skládaný dipól výhodný mimo jiné též tím, že jej lze uzemnit, tj. galvanicky spojit s nosnou konstrukcí a to uprostřed zářiče  $Z_2$  v bodě S (obr. 47), tj. v bodě napětového uzlu.

Základní typ skládaného dipólu z obr. 47 se pro své výhodné impedanční i mechanické vlastnosti dobře uplatňuje v praxi. Jde o antény pro blízký příjem TV a FM rozhlasu, venkovní i pokojové. Při realizaci určíme rozměry z grafů v obr. 51. Širokopásmovost skládaných dipólů z obr. 51 je asi  $\Delta f = \pm 10\%$  pro  $\text{ČSV} \approx 2$ .

Velmi často se uplatňuje skládaný dipól jako náhražková anténa vyrobená z dvoulinky  $Z_0 = 300 \Omega$  (typ PLCNE 300-5,6).



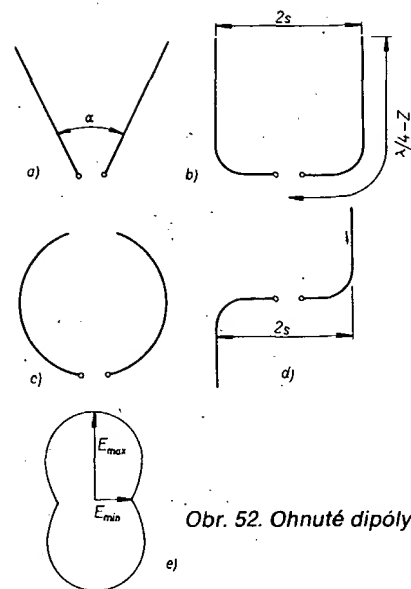
Obr. 51. Optimální délka skládaného dipólu z trubek a z dvou vodičů

Nákresy a údaje o délce antény jsou opět v obr. 51. Délka antény je ovlivňována skutečností, že dielektrikum způsobuje především elektrické zkrácení pro linkové proudy, nikoli anténní. Elektrické vlastnosti jsou poměrně dobré. Vyzařovací diagram a zisk jsou shodné jako u běžného skládaného dipólu, širokopásmovost je poněkud horší vlivem značné štíhlosti zářičů. Anténu montujeme minimálně  $\lambda/8$  od zdi či kovových předmětů. Výhodně ji lze používat na půdě, případně jako pokojovou anténu. Pro nenáročný provoz je možno anténu ohnout do tvaru podle obr. 52a až c.

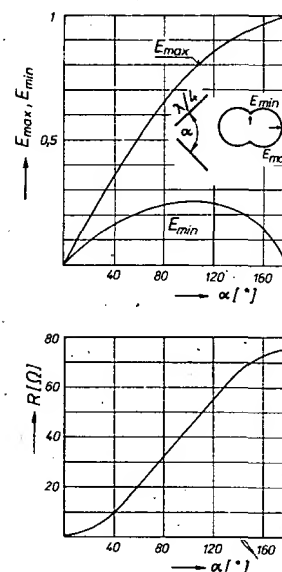
### Ohnuté dipóly

Až doposud jsme se zabývali dipóly přímými. Existuje však celá řada ohnutých dipólů, běžné příklady jsou uvedeny v obr. 52. Smyslem těchto úprav je většinou omezit směrové vlastnosti přímého dipólu, popř. vytvářet všesměrové vyzařovací diagramy v rovině E. Anténu umísťujeme v tomto případě v horizontální rovině. Vyjdeme-li z přímého dipólu a zmenšíme-li úhel  $\alpha$  (anténa V, obr. 52a), pak se ve vyzařovacím diagramu začnou vyplňovat minima (obr. 52e), zmenšuje se poměr  $E_{\max}/E_{\min}$  – to vše za cenu zmenšení zisku. Podobný účinek má zmenšování rozteče  $2s$  u typu v obr. 52b (anténa U), popř. v obr. 52c (anténa S). Téměř kruhový diagram má dipól, ohnutý do kruhu (obr. 52d). Závislost směrovosti na tvaru ohnutých dipólů je v obr. 53 a 54.

Ohnutí dipólů má však vliv nejen na směrovost, ale též na impedanci. Součas-

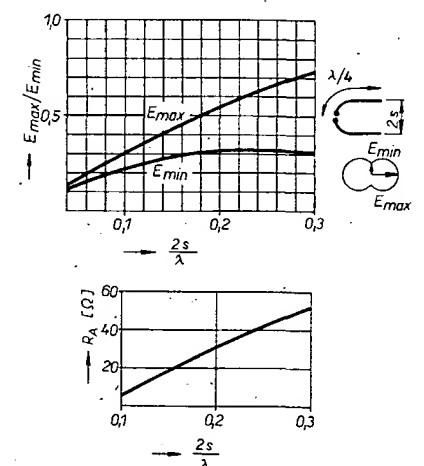


Obr. 52. Ohnuté dipóly

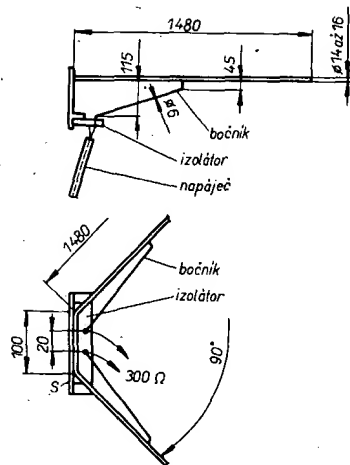


Obr. 53. Vyzařovací diagram a reálný vstupní odpor čtvrtvlnné antény V

ně se zmenšováním směrovosti se zmenšuje i reálný vstupní odpor ( $R_A$ ) (v obr. 53, 54). Přitom se zmenšuje i širokopásmovost antény. Cena, kterou platíme za získání všesměrovosti, je tedy dosti značná. Proto tam, kde výše uvedená omezení nejsou přijatelná, se všesměrová anténa vytváří zásadně odlišně, např. použitím



Obr. 54. Vyzařovací diagram a reálný vstupní odpor antény U



Obr. 55. Anténa V pro TV 1. kanál

anténní řady. K přijatelné redukci impedančních parametrů pro přijímací anténu TV a FM dochází u typu z obr. 52a, b, když  $\alpha \approx 90^\circ$ , popř.  $2s/\lambda = 0,26$ . Anténu lze zhotovit jako skládaný dipól, jehož délku určíme z obr. 51 a ohneme do tvaru z obr. 52a, b. Pokud záleží na impedanci, můžeme redukcí  $R_a$ , kterou určíme z grafů v obr. 53, 54, vykompenzovat použitím skládaného dipólu o nestatejné průměru zářičů podle nomogramu z obr. 49, přičemž za  $Z_0$  dosadíme údaj  $R_a$  z obr. 53, 54.

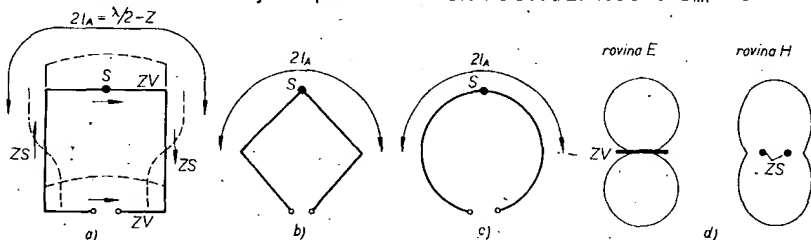
Impedančně lze anténu kompenzovat též bočníkovou formou podle obr. 55, realizovanou zde pro 1. kanál TV (49,75 až 56,25 MHz). Uprostřed antény je přivařena kovová destička (S), pomocí níž lze anténu montovat přímo na zeď, nekovové zábradlí verandy apod. Vstup anténního bočníku je na izolátoru z destičky umatexu, organického skla, novoduru. Podobná anténa se před lety vyráběla i u nás a dodnes je možno ji ojediněle vidět, nejčastěji na zdech domů.

Ohnuté antény se pro příjem televize příliš nehodí, zde žádáme spíše směrovost než nesměrovost. Využití přichází v úvahu tam, kde se jedná o poslech většího počtu vysílačů FM, případně při nenáročném příjmu TV.

Dosud jsme uvažovali anténu jako všesměrovou, umístěnou horizontálně. Tam, kde smyslem úpravy není všesměrovost, ale zmenšení rozměrů, umísťujeme ji pro horizontální polarizaci do svislé roviny. Její vyzářovací diagram je pak osmičkový s ostrými minimy jako u prostého dipólu.

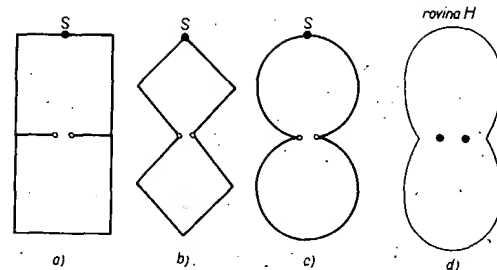
#### Smyčkové antény

Mechanickou konfigurací se ohnutým dipólem blíží smyčkové antény z obr. 56a, b, c, občas používané pro účely TV a FM. Impedance je podobná jako u skládacích dipólů, tj. v rezonanci  $Z_a \approx 250$  až  $280 \Omega$  podle tloušťky. Zkrácení vodičů (Z) antény bude přibližně shodné jako u půlvlnného dipólu, tedy podle obr. 42; přičemž za  $2l_a$  dosazujeme polovinu délky zářiče, jak je vyznačeno v obr. 56. Širokopásmovost je přibližně na úrovni skládaných dipólů.

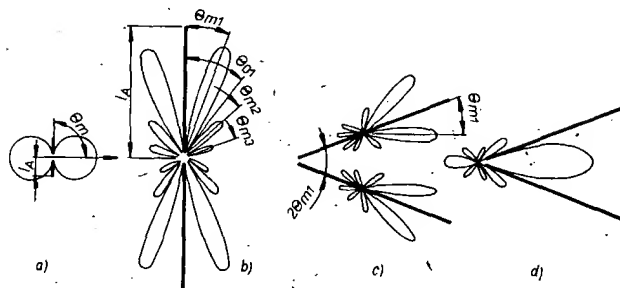


Obr. 56. Smyčkové antény a jejich vyzářovací diagram

Obr. 57. Zdvojené smyčkové antény



Obr. 58. Vznik Směrového diagramu u antény s postupnou vlnou



Vyzářovací diagram (obr. 56d) v rovině E je stejný jako u prostého dipólu. V rovině H je situace poněkud odlišná. Anténu umísťujeme ve svislé rovině pro horizontální polarizaci. Z proudového obložení (obr. 56a) vyplývá, že na obou vodorovných zářících (ZV) tekou proudy shodné fáze i amplitudy. Vzniká tak dvouprvkový diagram v rovině H a tím i určitý zisk ( $G_0 = 1,5$  až  $2$  dB) vůči dipólu. Proudů na svislých částech (ZS) jsou opačné fáze, jejich vyzářování je zanedbatelné.

Anténa se může uplatnit jako pokojová pro obor UKV (IV. a V. TV pásmo), příp. i pro VKV, především na III. pásmu. Zřídka je používána jako prvek jednoduchých směrových řad. Anténu je možno uzemnit (spojit s nosnou konstrukcí) v bodě S (obr. 53). Modifikace této antény jsou v obr. 57. Jde o zdvojené smyčkové antény z obr. 56. Je to tedy již vlastně dvouprvková anténní řada, umístěvaná pro horizontální polarizaci ve svislé rovině, přičemž jsou oba prvky spojeny přímo bez spojovacího vedení. Anténa tvoří kompaktní celek, takže má z mechanického hlediska charakter jednotlivého zářiče.

Vyzářovací diagram v rovině E je shodný jako u předchozí antény (obr. 54c). Naproti tomu v rovině H se vyzářovací diagram zúžil. Zisk antény je nyní  $G_0 = 3,5$  dB. Jmenovitá impedance je asi  $140 \Omega$ .

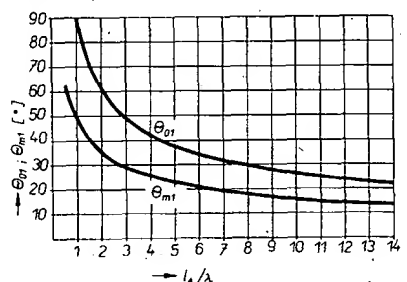
#### Antény s postupnou vlnou Základní problémy

Typickým znakem dipólových antén běžných provozních délek  $2l_a = 0,5$  až  $1,2\lambda$  (obr. 40) jsou stojaté vlny na zářících. Jakmile délku zvětšujeme, začínou se na nich objevovat též postupné vlny, které posléze převládají. Dojde k zásadní kvalitativní změně antény. Běžný půlvlnný dipól vyzářuje především kolmo na osu zářiče (obr. 46, 58a). Úhel maximálního záření svírá s osou zářiče úhel  $\Theta_{m1} = 90^\circ$ . Pro-

dloužíme-li vodiče antény a vytvoříme-li na nich především postupné vlny, začnou vyzářovat ve větší míře podél zářiče ve směru postupující vlny. Úhel maximálního záření  $\Theta_{m1}$  (obr. 58) se zmenšuje se zvětšující se elektrickou délkou ( $l_a/\lambda$ ). Přitom rotační tvar vyzářovacího diagramu zůstává zachován, osa symetrie (rotace) je v ose vodiče. Též minimum v této ose je trvalé, nezávislé na délce. Poloha dalších minim  $\Theta_{01}$ ,  $\Theta_{02}$  se mění s elektrickou délkou antény.

Hlavním parametrem zářiče s postupnou vlnou je již zmíněný úhel maximálního záření  $\Theta_{m1}$ . Jeho velikost v závislosti na elektrické délce antény je v obr. 59. Jistotou důležitostí má i úhel prvního minima. Abychom dosáhli u antény s postupnou vlnou v obr. 58 jednosměrného vyzářovacího diagramu, je nutno její vodiče vůči sobě sklonit o úhel  $2\Theta_{m1}$ , při němž se dva hlavní paprsky pokud možno sečtou a vytvoří jeden nový hlavní paprsek jednosměrné antény (obr. 58c, d). Přitom je žádoucí, aby se ostatní paprsky pokud možno eliminovaly. To je základní princip vytváření směrového diagramu antény s postupnou vlnou. V naznačeném případě vznikla tzv. anténa V.

Postupné vlny na dlouhém zářiči jsou vytvářeny obdobným způsobem jako na běžném přenosovém vř. vedení, tj. útlumem. Je zde však jeden zásadní rozdíl. V případě vř. vedení vzniká útlum ztrátami, zatímco u antény především vyzářováním elektromagnetické energie. Útlum záření se zvětšuje jednak s délkou vodiče, jednak též s jeho tloušťkou. Požadavek na značnou délku antény vede většinou k použití drátů jako zářiče, sňahu po zvětšení tloušťky vyúsťuje v jejich zdvojení, ztrojení atd. V oboru UKV jsou však

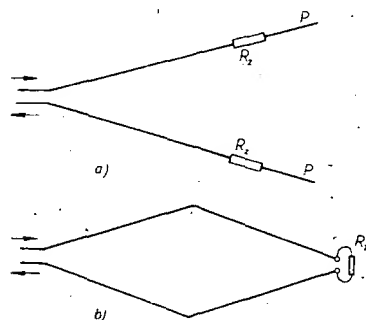


Obr. 59. Úhel 1. maxima ( $\Theta_{m1}$ ) a 1. minima ( $\Theta_{01}$ ) vodiče délky  $l_a/\lambda$

případy, kdy byly na zářiči použity trubky, čímž se ovšem útlum záření dále zvětší.

Na konci vodiče, ať již jde o anténu či vedení, se postupující vlna odrazí a vrací se zpět. To způsobuje impedanční i vyzařovací potíže. Vstupní impedance kolísá, na vyzařovacím diagramu se objevují zpětné paprsky, zmenšuje se zisk. Zmenšení reflektující vlny je možno dosáhnout zvětšením útlumu záření, nebo obdobně jako u vedení, zakončením vodiče reálným odporem rovnajícím se jeho charakteristické impedanci. Odporové zakončení zmenší zpětné záření, zlepší tedy vyzařovací diagram. Nevyloučí však odpovídající zvětšení zisku, neboť část příkonu antény je zmařena v zakončovacím odporu, účinnost antény se zhorší. Zato impedančně je zakončovací odpor jednoznačně výhodný, zlepšuje impedanční průběh, zmenšuje CSV, zlepšuje přenos energie z napájecího vedení do antény a tím i provozní zisk antény.

Antény s postupnou vlnou pro náš účel lze prakticky realizovat ve dvou formách: jako dlouhou anténu V (obr. 60a) nebo jako kosočtverečnou (rombickou) anténu (obr. 60b). Mechanika vzniku jednosměrného diagramu je v obou případech shodná. Obě mají základní formu symetrickou, obě mohou či nemusí být zakončeny odporem  $R_z$ . V případě antény V musí být samozřejmě zakončovací odpory dva – pro každé rameno jeden – a každý navíc připojen k tzv. protiváze (P), která uzavírá v obvodu zakončovacího odporu. Protiváha může být různá: v obr. 60 je ta nejjednodušší, tj. čtvrtvlnný zářič. Funkce pro-

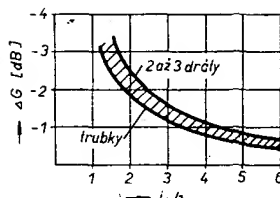


Obr. 60. Anténa V s postupnou vlnou (a) a kosočtverečná anténa (b)

ktivahy nebývá zcela dokonalá, navíc má dosti omezené kmitočtové pásmo. Proto bývá anténa V často realizována bez zakončovacích odporů a postupné vlny se dosahuje pouze útlumem záření. V tom případě je nutno volit co „nejtlustší“ formu.

Tvar kosočtverečné antény, na rozdíl od předchozího typu, umožňuje zakončit anténu odporem  $R_z = Z_0$  (obr. 60b) snadno bez problému, což je její zásadní výhodou. I v tomto případě lze pozorovat na UKV snahu útlum záření co nejvíce zvětšit, aby ztráta v zakončovacím odporu byla co nejmenší. To znamená, že se používají „tlusté“ zářiče, tj. vícdrátové, případně trubkové.

Jak jsem již uvedl, ztráty v zakončovacím odporu zmenšují účinnost antény, to znamená, že směrovost bude vždy větší než provozní zisk. Systematické údaje o účinnosti chybí. Z kusých informací a příslušné teorie byla sestavena křivka v obr. 61, platná pro „tlusté“ antény (2 až 3drátové, trubkové). Najdeme zde zmenšení zisku ( $\Delta G$ ), způsobené ztrátami v za-



Obr. 61. Účinnost kosočtverečné antény

končovacím odporu pro kosočtverečnou anténu o straně  $l_A/\lambda$ . Známe-li tedy směrovost (S) antény určenou z vyzařovacího diagramu, pak zisk antén  $G_a = S - \Delta G$ . Navíc je třeba stejně jako u všech antén odečíst ztráty nepřizpůsobením ( $\beta' \rho$ ).

Z křivek v obr. 61 je zřejmé, že s prodlužující se délkou antény ( $l_A/\lambda$ ) se zmenšují ztráty. Je to dáno zmenšováním amplitudy postupné vlny podél antény, způsobeným vyzařováním energie. Na druhé straně však zmenšení amplitudy proudového obložení vzdálenějších částí antény (poblíž  $R_z$ ) má za následek jejich zmenšený přínos na vytváření celkového vyzařovacího diagramu, stávají se méně aktivními. Prodlužování zvláště tlustších antén přes délku  $l_A/\lambda \approx 5\lambda$  nepřináší již úměrné zvětšení zisku. Jako ekonomické optimum lze doporučit  $l_A/\lambda = 3,5$  až  $4,5$ . Je-li požadován větší zisk, je lépe vytvářet z antén řady.

U drátových variant může ovlivnit účinnost i povrchový vř ztrátový odpor. Je žádoucí, aby průměr drátů  $\varnothing \approx 1,0$  až  $1,5$  mm pro měděné vodiče, popř.  $\varnothing \approx 1,5$  až  $2$  mm pro hliníkové vodiče.

Vstupní impedance antén s postupnou vlnou, popř. jejich jmenovitá impedance je většinou zásadně větší než u antén dipólových. Běžná bývá  $Z_0 \approx 300 \Omega$ . Impedance  $Z_0$  se zmenšuje se zvětšující se tloušťkou zářičů. To je také jeden z důvodů vzniku vícdrátových a trubkových variant.

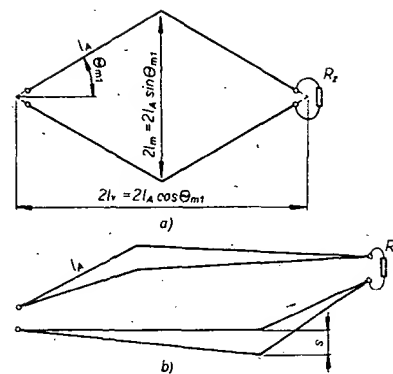
Kolísání vstupní impedance v závislosti na kmitočtu určují zbytkové složky stojatých vln. Čím jsou menší, tím menší je kolísání impedance, CSV se zmenšuje. Zlepšení v tomto směru je možno dosáhnout zvětšením délky zářiče a zvětšením jejich tloušťky. Omezení těchto možností je dáno „vyzařovacím“ hlediskem.

## Kosočtverečná anténa

### Vyzařovací vlastnosti

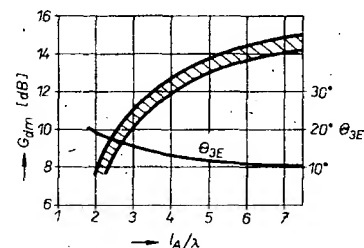
Tato anténa byla původně určena prakticky výlučně pro obor krátkých vln. Jako směrová anténa měla na KV dominantní postavení. Hlavní výhody lze spatřovat v dobrých směrových vlastnostech, poměrně značně širokopásmovosti, velkých možných tolerancích a dobrých impedančních vlastnostech. Navíc nejsou u ní kritické ani mechanické parametry, takže anténa postavená podle příslušných doporučení téměř vždy splnila očekávání projektanta. Z výše uvedených důvodů byly činěny pokusy o její využití v oboru UKV a lze říci pokusy většinou úspěšné. Její jedinou nevýhodou pro obor TV a VKV je poměrně velká vstupní impedance (asi  $600 \Omega$ ) a možnost výskytu dosti velkých postranních paprsků ( $\text{ČPZ} = 6$  až  $15$  dB). Pro nevelkou úhlovou šířku těchto paprsků se však většinou zisk podstatně neredukuje. Geometrické uspořádání antény je v obr. 62a.

Při návrhu antény vycházíme z požadovaného zisku. K němu nalezneme odpovídající délku strany kosočtverce  $l_A/\lambda$  (vyjádřeno ve vlnových délkách) podle obr. 63, na němž je vynesena závislost maximálního dosažitelného zisku  $G_{dm}$  na elek-



Obr. 62. Geometrické uspořádání kosočtverečné antény

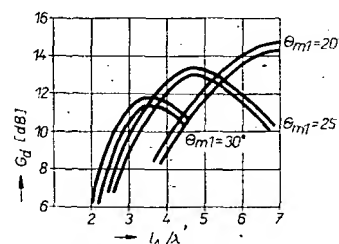
trické délce kosočtverce, tj.  $l_A/\lambda$ . Pod pojmem  $G_{dm}$  je míněn zisk vůči dipólu pro optimální  $\theta_{m1}$ , tedy pro relativně úzké pásmo. V  $G_{dm}$  jsou zahrnuty ztráty v zakončovacím odporu  $R_z$ . Navíc nalezneme v obr. 63 šířku hlavního paprsku antény  $\theta_{3E}$  v rovině E. Z křivky je zřejmá extrémní směrovost antény a zároveň i omezené možnosti zvětšování zisku pouze délkou antény, což je následek snížení aktivity zadních částí antény. Je zřejmé, že délka antény by neměla překročit  $l_A/\lambda = 5$  až  $6 \lambda$ .



Obr. 63. Zisk a šířka paprsku v rovině E kosočtverečné antény

Dále je nutno určit úhel, sevřený rameny antén,  $2\theta_{m1}$ . Poslouží graf v obr. 59, na němž je vynesena závislost  $\theta_{m1}$  na délce ramene antény  $l_A$ . Tím jsou základní rozměry  $l_A/\lambda$  ( $\theta_{m1}$ ) určeny.

Výše uvedený návrh má však jednu slabinu: vychází z jediného provozního vlnové délky (popř. kmitočtu), pro níž byla určena elektrická délka strany  $l_A/\lambda$ . Naskytá se otázka, jaké jsou vlastnosti antény v širším kmitočtovém pásmu. O tom informuje série grafů v obr. 64, na nichž je vynesena závislost zisku antény na  $l_A/\lambda$  pro tři typické antény. Souřadnice vrcholu každé křivky ( $G_{dm}$ ,  $l_A/\lambda$ ) se shodují s údaji v obr. 63, které určují maximální dosažitelný zisk ( $G_{dm}$ ). Z těchto grafů je dobře patrná kmitočtová závislost zisku. Šířku pásma určíme z křivky příslušné pro navrhovanou anténu, definovanou parametrem  $\theta_{m1}$ , přičemž vycházíme z přístupného zmenšení zisku  $\Delta G$ . Šířka pásma je pak vyjádřena odpovídajícím rozmezím elektrických délek strany antény  $l_A/\lambda$ . Graf v obr. 64 je výbornou pomůckou pro



Obr. 64. Průběh zisku typických kosočtverečných antén

určení  $l/\lambda$  s přihlédnutím k specifickým požadavkům na průběh zisku, které se mohou v praxi vyskytnout, např. vyvrcholením zisku na určitém kmitočtu.

Kosočtverečnou anténu lze provozovat v mnohem širším pásmu, než je uvedeno v obr. 64, samozřejmě s větším zmenšením zisku na krajích pásma. Absolutně je provozní pásmo omezeno štěpením vyzařovacího diagramu. K tomu dojde, blíží-li se hlavnímu směru antény (podélná osa) první minimum vyzařovacího diagramu jednotlivých zářičů. Pro antény  $l_\lambda = 3$  až  $5 \lambda$  nastává štěpení asi pro  $2f_m$  ( $f_m$  je kmitočet dosažení  $G_{\text{max}}$ ). Směrem k nižším kmitočtům provoz antény není tímto způsobem omezen. Jednosměrný diagram zůstává zachován, i když se hlavní paprsek radikálně rozšiřuje. Omezujícím činitelem je pouze rychlé zmenšení účinnosti (viz obr. 61).

Tvar vyzařovacího diagramu v zadní partii (tj. ČZZ) je do značné míry určen proudovým obložněním antény. ČZZ bude maximální tehdy, když je na zářiči pouze postupná vlna. Potlačení odražené vlny je tím větší, čím je anténa delší, „tlustší“, a její zakončovací odpor  $R_z$  přesnější. Chceme-li dosáhnout extrémního potlačení zadního záření, je nutno experimentálně určit přesnou hodnotu  $R_z$ .

Systematické údaje o výše uvedených vlivech na ČZZ prakticky neexistují. K získání alespoň hrubých představ o zadním záření a funkci zakončovacího odporu slouží následující údaje: třídrátová anténa  $l_\lambda = 3,5 \lambda$  má bez zakončovacího odporu předozadní poměr ČZZ = 6 dB, po zakončení  $R_z = 600 \Omega$  se ČZZ zlepšil na 15 až 25 dB. Vidíme, že i útvary relativně „tlusté“ zakončovací odpor potřebují. Jeho potřeba není naléhavá teprve pro antény poměrně dlouhé ( $l_\lambda = 5$  až  $6 \lambda$ ). Zároveň je však nutno si uvědomit, že zisk je zakončovací odporem ovlivněn poměrně málo, protože  $R_z$  pohlcuje energii, která by stejně převážně vyzařovala dozadu.

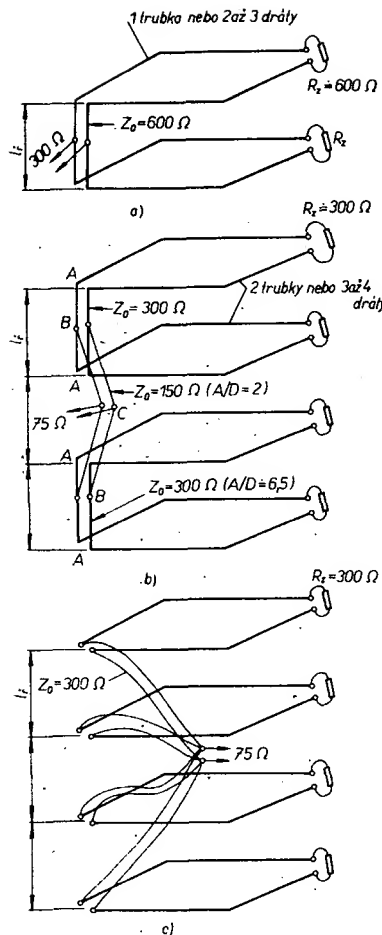
Již jsme uvedli, že možnost zvětšit zisk délkou je celkem nepatrná. Snadněji lze zisk zvětšovat řazením několika antén nad sebou, tj. vytvořením anténní řady. Celkem výhodná je kombinace dvou antén (obr. 65a), která zvětší zisk asi o 2,5 až 3 dB. Mimoto se tímto způsobem dá zmenšit nevýhodně velká impedance jedné antény. Vzdálenost mezi patry ( $h$ ) volíme obvyklým způsobem podle šířky hlavního paprsku, popř. podle délky (elektrické) antény ( $l/\lambda_m$  pro optimální kmitočet  $f_m$ ). Přibližné údaje jsou v tab. 3 (horní mez platí vždy pro větší  $G_{\text{dřm}}$  a horší ČPZ).

Tab. 3.

$l/\lambda_m$	3	4	5	6	7
$h/\lambda_m$	1,4 až 1,6	1,8 až 2,0	2,0 až 2,4	2,4 až 2,8	2,5 až 3,0

Pro vybrané typy nalezneme rozteč obou antén řady,  $h$ , v tab. 5 v realizačních podkladech.

Samozřejmě je možno realizovat i čtyřpatrovou variantu. Nejjednodušší způsob je v obr. 65c, anténa je vytvořena ze čtyř antén  $300 \Omega$ , tj. zářiče jsou ze dvou trubek, popř. ze čtyř drátů. Antény jsou spojeny paralelně přes čtyři přesné stejné (elektricky) dlouhé napáječe. Lze použít kvalitní dvouvodič  $Z_0 = 300 \Omega$ . Určitá potřeba je s napáječi vnitřních antén řady, které jsou příliš dlouhé a je nutné je vhodně ohnout, ale nepřibližovat příliš ani navzájem, ani ke kovovým součástkám. V místě spojení všech čtyř napáječů obdržíme jmenovitou impedanci  $75 \Omega$  (sym.), kterou převedeme balunem (obr. 32, 33) na nesymetrickou impedanci  $75 \Omega$ .



Obr. 65. Dvou a čtyřpatrová anténa

Jiný způsob napájení je v obr. 65b. Vždy dvě a dvě antény jsou spojeny paralelně dvouvodičem  $Z_0 = 300 \Omega$  (úsek A–A) a obě dvojice antén pak dvouvodičem z drátů či pásků se  $Z_0 = 150 \Omega$  (úsek B–C). Výsledkem je opět jmenovitá symetrická impedance  $75 \Omega$ . Totéž uspořádání lze považovat za optimální.

Pro vytvoření čtyřprvkové řady je možno využít též kosočtverečných antén o jmenovité impedanci  $600 \Omega$ , tj. zkombinovat dvě zdvojené kosočtverečné antény z obr. 65a. Jedinou výhodou je menší spotřeba drátů nebo trubek (každý zářič je ze dvou drátů nebo jedné trubky). Celkové uspořádání bude obdobné jako v obr. 65b s tím rozdílem, že v napájecí soustavě je nutno transformovat impedanci 2:1, neboť výchozí anténa má  $600 \Omega$ . Nejjednodušším způsobem je použít linkový transformátor s lineárně proměnnou roztečí (obr. 20e). Možnosti realizace jsou např.: 1. Všechny úseky A–B v obr. 65c vytvořit jako transformátory  $600 \Omega/300 \Omega$  (tj.  $A/D = 60$  až  $70 \rightarrow A/D = 6,5$ ). Nevýhodou je poměrně krátký úsek A–B; lze ho však prodloužit úpravou z obr. 71. Úseky B–C zůstávají pak  $150 \Omega$  jako v obr. 65b. 2. Transformaci provést v obou úsecích B–C a to  $300 \Omega/150 \Omega$  (tj.  $A/D = 6,5 \rightarrow A/D = 2$ ) nebo páskovým transformátorem. Části A–B mají pak  $Z_0 = 600 \Omega$ , tak jako u antény na obr. 65a.

3. Je možno realizovat části A–B s charakteristickou impedancí  $Z_0 = 600 \Omega$ , v úseku B–C  $Z_0 = 300 \Omega$ . Výsledkem je anténa se jmenovitou impedancí  $150 \Omega$ , kterou přetransformujeme např. linkovým transformátorem  $150/75 \Omega$  v páskovém provedení, vloženým mezi bod C a balun, který umožní připojit souosý kabel. Jinak je možno výhodně transformovat  $150$  na  $75 \Omega$  transformátorem s proměnnou ex-

centricitou, umístěným uvnitř balunu (v trubce N, obr. 32).

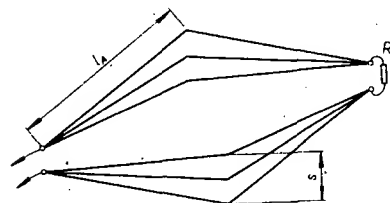
Určitou nevýhodou kosočtverečných antén jsou poměrně velké postranní paprsky, často až ČPZ 6 až 10 dB. V některých případech bývají způsobovány mechanickou a tím i elektrickou nesymetrií anténního a napájecího systému. V tomto směru je nutno dodržet minimální možné tolerance. Odchytky mezi oběma anténami by neměly být větší než 3 až 5 mm. Kritičnost elektrické symetrie je vždy větší pro jednovodičové antény.

Jednoduchá anténa bude většinou připojena k souosému napájecí symetrickým transformačním obvodem podle obr. 27. Jeho mechanickou symetrii je nutno dodržet naprosto důsledně; tj. obě poloviny, včetně polohy vinutí, musí být zcela shodné. Též přechod z tohoto obvodu na souosý napáječ musí být proveden vodiči shodné a minimální délky.

#### Impedanční problémy

Impedance antén s postupnou vlnou na zářiči je charakteristická především kmitočtovou stálostí. Odchytky od jmenovité impedance bývají v celém pásmu, v němž je zaručena postupná vlna na anténě, velmi malé. Samozřejmě to platí za předpokladu, že jsou odstraněny všechny parazitní kapacity a indukčnosti ze vstupu antény.

Jejich další typickou vlastností je poměrně velká vstupní impedance, běžně dosahující  $Z_0 = 500$  až  $800 \Omega$  (i více). Horní hranici tohoto rozmezí se blíží antény se zářičem z jediného drátu. Pro účely UKV je žádoucí dosáhnout menšího  $Z_0$ . To lze realizovat paralelním řazením drátů způsobem, patrným z obr. 66, kde je jako příklad uvedena třídrátová varianta.



Obr. 66. Třídrátová kosočtverečná anténa

Běžně se používají 2 až 4 dráty. Jejich maximální rozteč ( $s$ ) bývá  $s = 1$  až  $1,5 \lambda_m$  podle elektrické délky antény  $l/\lambda_m$ . Odpovídající  $l_\lambda$  a  $s$  jsou v tab. 4. Délkou  $l_\lambda$  je zde míněn rozměr krajních (nejdelších) drátů.

Tab. 4. Rozteč vodičů jednotlivé kosočtverečné antény

$l/\lambda_m$	3	4	5	6	7
$s/\lambda_m$	1	1,2	1,4	1,5	1,6

Se zvětšováním rozteče se poněkud zmenšuje vstupní impedance a v malých mezích se zvětšuje zisk. Volba rozteče s není kritická.

Jiná možnost, jak realizovat kosočtverečnou anténu s malou impedancí, tkví v náhradě drátů trubkami. Již použití jediné trubky o  $\varnothing 12$  a  $16$  mm zmenší  $Z_0$  na  $500$  až  $600 \Omega$ . Několik trubek paralelně lze

řadit opět podle obr. 66 se stejnou roztečí jako u drátů.

Souhrnné systematické údaje o skutečné naměřené vstupní impedanci a vlivu detailního uspořádání chybí. Dílčí informace týkající se antén o straně  $l_k = 3$  až  $6 \lambda$  a kmitočtový obor UKV lze shrnout takto:

1. Jednoduchá anténa ( $\varnothing$  2 až 4 mm) má vstupní impedanci  $Z_a = 700$  až  $900 \Omega$ .
2. Dvoudrátová anténa (v obr. 66 vynechán prostřední drát) má  $Z_a = 550$  až  $650 \Omega$ . Hodí se pro dvoupátrové soustavy.
3. Tři až čtyřdrátová anténa (obr. 66) má  $Z_a = 550$  až  $300 \Omega$  a je použitelná jako jedno až čtyřpátrová.
4. Trubková varianta z jedné trubky o  $\varnothing = 16$  mm,  $Z_a = 500$  až  $600 \Omega$ , je vhodná pro dvoupátrové soustavy.
5. Trubková varianta ze dvou trubek o  $\varnothing = 16$  mm (jako v obr. 66 s vynecháním prostředního vodiče) má  $Z_a = 300 \Omega$ . Je vhodná jako samostatná anténa nebo pro čtyřpátrovou variantu.

Zakončovací odpory jsou ve všech případech  $R_z = Z_a$ , hmotové, pokud možno bezindukční. Přesnou hodnotu  $R_z$  lze určit experimentálně pro nejlepší ČZZ, příp. pro minimální kolísání  $Z_a$  (minimální ČSV). Dalšího výrazného zlepšení vstupní impedance lze dosáhnout vyloučením zbytečných škodlivých reaktancí ve vstupu antény a poblíž  $R_z$ . Je nutno si uvědomit, že pouhý 1 pF reprezentuje  $300 \Omega$  na 500 MHz a jeho paralelní připojení ke vstupu  $300 \Omega$  zhorší ČSV = 1 na ČSV = 2,5!

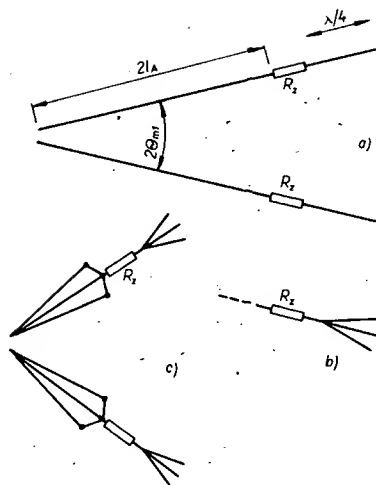
Z předchozích údajů o vstupní impedanci je zřejmé, že drátové typy jsou výhodné pro vytvoření dvoupátrových anténních řad (obr. 65a), neboť při paralelním spojení dvou takových antén dostaneme vstupní impedanci  $300 \Omega$ , kterou pak snadno převedeme symetrickým obvodem z obr. 27, 30 na nesymetrickou impedanci  $75 \Omega$ .

Naproti tomu trubkové typy se hodí jak pro jednopátrovou formu – anténa ze dvou trubek o  $\varnothing = 12$  až  $16$  mm má  $Z_a = 300 \Omega$  – tak dvoupátrovou ze dvou jednovodičových antén z trubek o  $\varnothing = 12$  až  $16$  mm.

### Anténa V s postupnou vlnou

Základní elektrická problematika je většinou stejná jako u předchozí kosočtverečné antény. Rozdíly vyplývají pouze z geometrické odlišnosti obou soustav, tj. především ze skutečnosti, že oba zářiče jsou přímé. Srovnáme-li anténu V s kosočtverečnou, obě s celkově stejně dlouhými rameny, pak přímé zářiče má anténa V dvojnásobně dlouhé. Úhel  $2\theta_{m1}$  z obr. 67, vyplývající z křivky v obr. 59, bude tedy pro anténu V podstatně menší.

Mění se samozřejmě způsob zakončení obou zářičů. Zakončovací odpory ( $R_z$ ) jsou dva, hodnota každého z nich je poloviční oproti zakončovacímu odporu kosočtverečných antén. Obvod zakončovacího odporu je nutno uzavřít tzv. protiváhou, což je nejjednodušší čtvrtvlnný jednovodičový zářič (obr. 67a). Taková protiváha je však prvek značně úzkopásmový ( $\Delta f = \pm 10 \%$ ). Šířku pásma lze zvětšit použitím „tlustší“ protiváhy (obr. 67b) na  $\Delta f = \pm 20$  až  $\pm 30 \%$  podle počtu vodičů. Vlastní reálný odpor protiváhy bývá 20 až  $50 \Omega$ . O tuto hodnotu je nutno  $R_z$



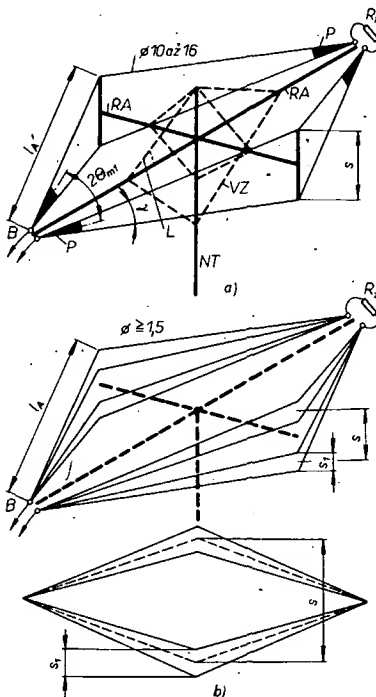
Obr. 67. Dlouhá anténa V

zmenšit. Anténu můžeme provozovat bez protiváhy se zhoršeným ČZZ, popř. ČSV. Pro tlustší a delší ( $2l_k \approx 5\lambda$ ) útvary nutnost zakončovat anténu  $R_z$  a protiváhou mizí.

Impedance antény je opět do značné míry dána tloušťkou. Přibližně lze říci, že pro stejný typ zářiče (1 až 5 vodičový, 1 až 2 trubkový) bude mít anténa V dosti podobnou vstupní impedanci, jako anténa kosočtverečná. Zakončení „tlustého“ zářiče zakončovacími odpory je zřejmé z obr. 67c, tj. vodiče zářiče je nutno nejprve spojit do jednoho bodu a pak připojit zakončovací odpor  $R_z$  s protiváhou. Ovšem „tlustší“ zářiče se provozují většinou bez protiváhy a bez  $R_z$ .

Zisk antén je přibližně určen křivkou v obr. 63 ( $l_k$  je poloviční délka jednoho ramene antény V!). Tento graf je východiskem i při návrhu antény. Pro daný zisk ( $G_{max}$ ) určíme délku zářičů  $2l_k$ . Úhel  $2\theta_{m1}$  (obr. 67) stanovíme z křivky v obr. 59, přičemž za  $l_k$  dosazujeme celou délku přímého zářiče, tj.  $2l_k$  z obr. 67a.

Souhrnně lze konstatovat, že anténa V nemá žádné zásadní výhody proti anténě kosočtverečné, které dáváme většinou při realizaci přednost pro mechanickou kompaktnost a jednodušší způsob zakončení.



Obr. 68. Kosočtverečné antény z trubek (a) a drátů (b)

### Realizační podklady

Příklad konstrukce je v obr. 68. Základní rozměry obvykle zajišťují podélná a příčná ráhna RA. Jsou udržována ve správné poloze buď pevnými vzpěrami (VZ) – vyznačeno čárkovaně – nebo izolačními lankami L (vyznačeno tečkovaně). Izolační rozpěrka S zaručuje dokonalou shodu šířky svazku vodičů pro obě poloviny antény. Nosnou kostru antény tvoří ráhna RA a vzpěry VZ z izolačního materiálu. Postačí např. impregnované dřevěné hranoly asi  $2,5 \times 2,5$  cm. Podélné ráhno bývá někdy kovové, pak však nelze zcela vyloučit jeho vzbuzení blízkým polem obzvláště pro jeho rezonanční kmitočty. Obecně tedy tuto variantu nedoporučujeme. Svislá nosná tyč a držáky ráhen samozřejmě kovové být mohou.

Vlastní zářiče lze zhotovit buď z trubek o  $\varnothing = 10$  mm (obvykle  $\varnothing = 12$  až  $16$  mm), nebo z dobře vodivých drátů  $\varnothing \approx 1,5$  mm. Každou trubku lze elektricky nahradit dvěma až třemi dráty (vícedrátová náhrada je dokonalejší) s roztečí  $s_1$  (obr. 68b). Konstrukčně se trubkový typ bude značně lišit od typu drátového, především v místě buzení a připojení zakončovacího odporu. Jde o to, zajistit v těchto místech v obou případech minimální paralelní kapacitu a minimální sériovou indukčnost přívodů.

Několik vzorových typů antén je v tab. 5. Jde o antény jednak na celé pásmo UKV (TV IV – V) s maximem zisku ( $G_{am}$ ) pro  $f_m = 700$  MHz, jednak především pro TV IV s maximem zisku pro  $f_m = 580$  MHz. Mimoto je uvedeno přibližné zmenšení zisku ( $\Delta G_1, \Delta G_2$ ) pro dolní ( $f_1$ ) a horní ( $f_2$ ) okraj hlavního provozního pásma. Antény lze provozovat samozřejmě i mimo toto pásmo, např. až do oblasti VKV, ovšem se značným zmenšením zisku a rozšířením vyzářovacího diagramu.

Elektrické parametry z tab. 5 platí pro jednoduché antény. Zdvojené typy mají  $G_{am}$  asi o 2 až 2,8 dB větší, čtyřnásobné o 4 až 5 dB. Zmenšení zisku  $\Delta G_1, \Delta G_2$  je pro pátrové soustavy přibližně stejné jako pro jednoduché antény.

Pokud jde o označení rozměrů antén  $l_k, s, s_1$  z tab. 5, jeho význam je zřejmý z obr. 68,  $l_k$  pro vícenásobné antény z obr. 71, 72. Elektrické délky jsou vyjadřovány ve vlnové délce  $\lambda_m$ , která odpovídá  $f_m$  ( $f_m = 300/\lambda_m$  [MHz; m]). Délkou  $l_k$  je zde míněn rozměr nejdelšího drátu (trubky) jednoho ramene antény. Tato délka není kritická, velmi často však závisí na přesné shodě obou polovin antény, tj. na symetrii podle podélné osy.

Pro vzorové antény byly zvoleny dva optimální kmitočty  $f_m$  (maximální zisk): 580 MHz a 700 MHz. Přepočtení antén z tab. 5 na jiný kmitočet je velmi jednoduché. Pro požadovaný  $f_m$ , popř.  $\lambda_m$  a zvolenou fyzikální délku  $l_k$  určíme  $l_k/\lambda_m$  z grafu v obr. 59 pak  $\theta_{m1}$ . Rozteč zvolíme z tab. 4,  $s_1 = 0,2\lambda_m$ . Pro volbu  $l_k$  u pátrových soustav slouží tab. 3. Většina mechanických parametrů není kritická, neboť jde o anténu širokopásmovou. Poměrně přesné je třeba pouze určit úhel  $\theta_{m1}$  z obr. 59. Přepočítáváme-li vzorové antény pouze o menší kmitočtovou změnu (např. o 5 až 10 %), postačí pouze změnit  $\theta_{m1}$  pro novou  $l_k/\lambda$  (obr. 59), parametry  $l_k, s, s_1$  můžeme ponechat.

### Jednoduchá trubková anténa

Základní rozměry jsou v tab. 5. Konstrukce vychází z obr. 68, detaily jsou v obr. 69. Vlastní zářič je zhotoven vždy ze dvou trubek o  $\varnothing = 10$  až  $16$  mm. V místě buzení a připojení zakončovacího odporu přecházejí trubky v ploché (plechové) pře-



Tab. 5. Parametry kosočtverečných antén

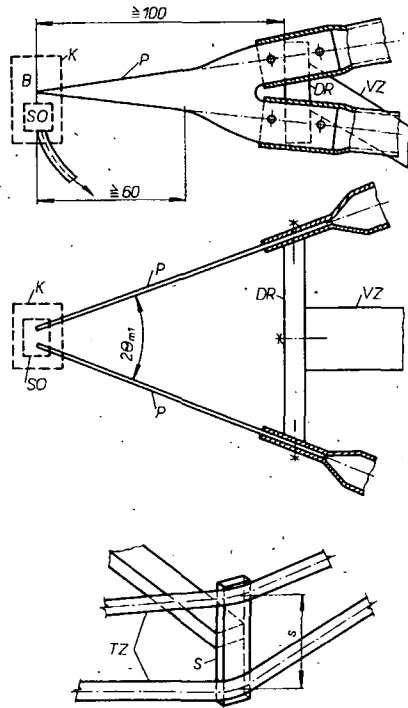
	$f_m$ [MHz]	$f_1$ [MHz]	$f_2$ [MHz]	$G_{\text{sym}}$ [dB]	$\Delta G_1$ [dB]	$\Delta G_2$ [dB]	$\theta_{\text{m1}}$ [°]	$l/\lambda_m$	$l_a$ [mm]	$s$ [mm]	$s_1$ [mm]	$l$ [mm]
TV IV	580	470	700	10,5	1,8	0,8	28	3	1550	520	100	760
	580	470	700	12			26	4	2100	620	100	880
	580	470	700	13			23	5	2600	730	100	1100
	580	470	700	14	2,0	1,0	21,5	6	3100	780	100	1300
TV IV až V	700	470	860	10,5	2,5	0,5	28	3	1300	430	80	650
	700	470	860	12			26	4	1700	520	80	800
	700	470	860	13			23	5	2150	600	80	920
	700	470	860	14			21,5	6	2570	650	80	1100
	700	470	860	14,8	3,0	0,7	20	7	3000	700	80	1200

chody (P), zajišťující plynulý, pozvolný přechod ze zářiče na napáječ (dvoulinka 300  $\Omega$ ), nebo lépe symetrizační-transformační obvod podle obr. 27, 30, jmenovitá impedance antény je totiž 300  $\Omega$ .

V místě spojení trubek a přechodů jsou trubky zploštělé, plochý přechod je do nich zasunut a snýtován. Přechody zajišťujeme rozpěrkou z kvalitního materiálu (DR), co nejdále od místa buzení (B), aby její kapacita byla co nejmenší. O tuto rozpěrku můžeme opřít podélnou vzpěru (VZ). Podélné ráhno (RA z obr. 68) lze u tohoto typu vypustit, zvláště u kratších antén. Izolační rozpěrka (S) zajišťuje správnou rozteč (s) obou trubek (TZ) zářičů. Je nesena příčným ráhmem (RA).

Symetrizační obvod (SO) umístíme v izolační krabici (K), kterou můžeme slepit z novoduru. Její utěsnění je nejlépe řešit jako přepisové. Dbejme o dobré mechanické připevnění kabelu např. tak, že k anténě je přímo připojeno symetrické vedení 300  $\Omega$  (nejlépe krátké vzdušné nebo z kvalitní dvoulinky) a krabíčku se symetrizačním obvodem upevníme až na podélnou vzpěru.

Zakončovací odpor  $R_z = 300 \Omega$  by měl být pokud možno bezindukční, případně složený z několika odporů. Připevníme ho opět na přechod P (obr. 69) a případně zaizolujeme voskem, nebo jiným izolačním prostředkem.



Obr. 69. Jednoduchá, trubková kosočtverečná anténa

#### Jednoduchá kosočtverečná, drátová anténa

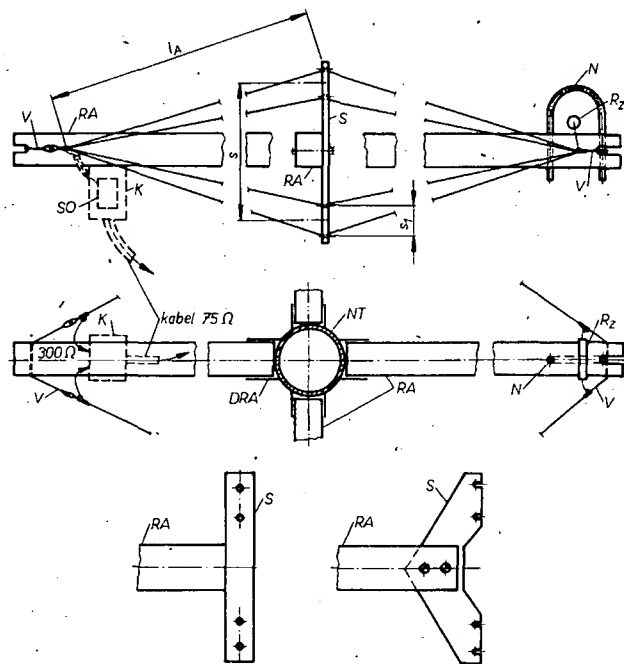
Základní rozměry jsou shodné s předchozí trubkovou variantou. Rozměry i elektrické vlastnosti jsou opět dány v tab. 5.

Konstrukčně lze vyjít z obr. 68b, bližší podrobnosti jsou v obr. 70. Zářiče jsou nyní z dobře vodivých drátů. Každá trubka předchozího typu je nahrazena 2 až 3 dráty o  $\varnothing \approx 1,5$  mm. Všechny dráty jednoho zářiče jsou vždy na obou koncích spojeny navzájem a s izolačním (silonovým) vlascem (V), který prochází drážkou nebo otvorem v ráhnu RA. Obdobně je i zakončena anténa odporem ( $R_z$ ). Do tohoto místa je možno umístit napínák (N) celého drátového anténního systému. V naznačeném případě je pružina ve tvaru písmene U, jsou však možná i jiná řešení, např. vinutou pružinou v ráhnu RA. Napínák se samozřejmě opírá o izolační vlasec!

Příklady vislého distancování jednotlivých vodičů izolační rozpěrkou S jsou zřejmé z obr. 70. Rozpěrka S má drážky, popř. dírký, jimiž jednotlivé vodiče procházejí.

V obr. 70 najdeme též jeden z možných způsobů připevnění ráhna (RA) k nosné trubce (NT). K nosné trubce jsou přivařeny krátké pomocné trubky (DRA) jako držáky ráhna (ráhna jsou do nich zasunuta).

Způsob napájení je naprosto shodný s napájecím systémem předchozí antény.

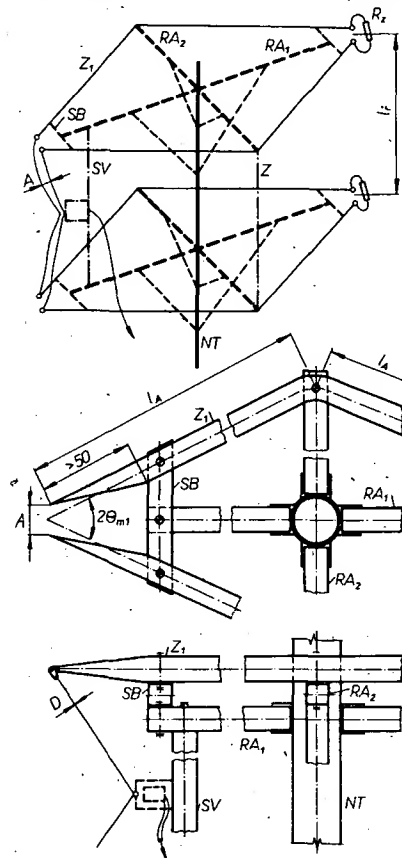


Obr. 70. Jednoduchá drátová anténa

Její jmenovitá impedance je opět 300  $\Omega$ . Symetrizační obvod (SO) v ochranné krabici (K) převádí 300  $\Omega$  sym. na 75  $\Omega$  nesym. (pro připojení sousedního napáječe).

#### Dvoupatrové kosočtverečné antény z trubek

Rozměry pro požadované elektrické vlastnosti jsou v tab. 5. Rozměr  $s_1$  (rozteč vodičů) se týká až dalšího typu. Příklad konstrukčního řešení je v obr. 71. Vlastní



Obr. 71. Dvoupatrová kosočtverečná drátová anténa

zářiče jsou zhotoveny vždy z jediné trubky o  $\varnothing$  10 až 16 mm. Mechanická přesnost základních rozměrů je opět zajištěna ráhny RA v obou patrech. Vzpěry VZ postačí pouze v horním patře. Dolní patro je v tomto případě možno zavěsit v rozích na patro horní. Závěs (Z) lze realizovat izolačními tyčemi (např. dřevěnými hranoly), příp. silonovými lanky. Účelem závěsu je zajistit dokonalou rovnoběžnost rovin obou kosočtverců.

Vstupní impedanční každé z antén je poměrně velká,  $Z_0 = 600 \Omega$ . Chceme-li v tomto případě dosáhnout výhodného impedančního průběhu, je nutno vyvarovat se ve vstupní části antény všech nežádoucích paralelních kapacit. Jde totiž o to, že již kapacita 1 pF, připojená paralelně ke vstupu  $600 \Omega$ , může zhoršit na 500 MHz poměr stojatých vln z ČSV = 1 na ČSV = 5 (!), tedy velmi radikálně. Z toho důvodu je nutno vyřešit zakončovací část velmi pečlivě. V obr. 71 je naznačena jedna z možností. Konce trubek jsou seřizovány klínovitě.

Symetrické spojovací vedení můžeme na konci opatřit pájecími očky a přišroubovat ke koncům antény. Mechanické rozměry tohoto vedení jsou dány poměrem  $A/D \approx 75 (Z_0 = 600 \Omega)$ . Je však žádoucí, aby rozteč vodičů  $A \leq 0,1\lambda$ . Při větší rozteči začíná vedení vyzařovat, tj. zvětšuje se útlum. Pro použití na UKV je tedy žádoucí, aby  $A \leq 35$  až 50 mm, to znamená,  $D \approx 0,5$  až 0,6 mm. Vodiče vedení  $600 \Omega$  jsou tedy poměrně tenké, je třeba je napnout a rozepít minimálním počtem vložek z kvalitního nenavlivého materiálu. Napnout vedení umožňuje patrová rozpěrka SV, opírající se o rozpěrky SB, zajišťující mezeru A mezi oběma polovinami antény v místě buzení a analogicky i v místě zakončení. Samostatnou rozpěrku přímo do místa buzení raději nedáváme, aby se nevytvořily škodlivé paralelní kapacity.

Alternativně můžeme spojovací vedení  $600 \Omega$  udělat jako přímé, napnuté mezi oběma vstupy antén a ze středu pak odbočit vedením  $300 \Omega$  ke krabici se symetizačním obvodem.

#### Dvoupatrové kosočtverecné antény z drátů

Základní rozměry antény (obr. 72) jsou stejné jako u předchozího trubkového typu. Platí tedy opět tab. 5. Konstruktivní uspořádání každé z obou antén odpovídá drátovému typu z obr. 70. Rozdíl je v počtu vodičů každého zářiče, zde jsou vždy pouze dva, distancované rozpěrkou S.

Způsob napájení je shodný s trubkovou variantou této antény, tedy podle obr. 71.

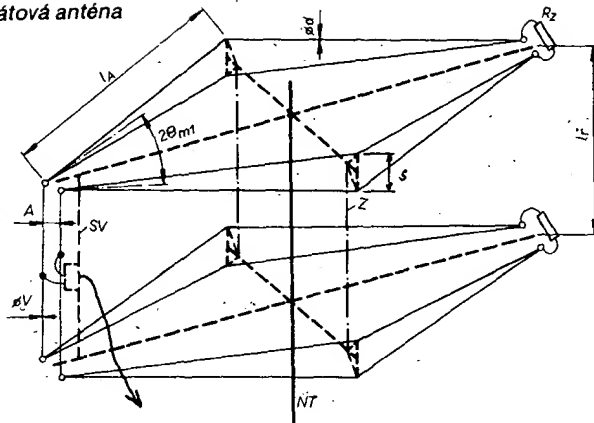
Konstruktivně je tento typ popsán v samostatném článku na konci tohoto čísla.

#### Čtyřpatrové kosočtverecné antény

Základní uspořádání je v obr. 65b, c. Realizace je možná z trubek nebo drátů. Výchozím typem může být kterákoli z obou jednotlivých antén  $300 \Omega$ , tedy trubková z obr. 69 nebo drátová z obr. 70. Jejich rozměry převezmeme z tab. 5. Svislá rozteč  $h$  (obr. 65) mezi patry je shodná jako u předchozích dvoupatrových antén, převezmeme ji opět z tab. 3.

Jak jsme již uvedli, je možno vycházet též z antén  $600 \Omega$  a zdvojit dvoupřvkovou anténu z obr. 71, popř. 72.

Obr. 72. Dvoupatrová drátová anténa



Napájecí systém byl již popsán, je zřejmý z obr. 65b, popř. 65c.

Pro realizaci lze doporučit spíše typy kratší ( $l_A/\lambda_m = 4$  až 5). Zisk je asi o 4 až 5,5 dB větší než u jednotlivých antén z tab. 5, tedy skutečně účtyhodný.

#### Logaritmicke-periodická anténa Popis základní jednotky

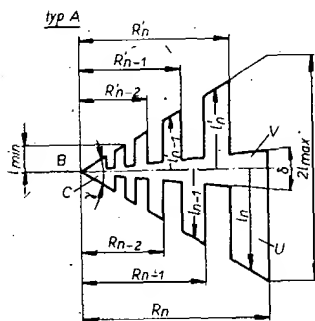
Objev těchto antén koncem padesátých let znamenal zásadní skok v řešení problému širokopásmovosti. Poprvé se vlastně podařilo vytvořit anténu, jejíž provozní kmitočtové pásmo není teoreticky omezeno, vyzařovací diagram je téměř konstantní a impedanční velmi malá.

Původní základní vyzařovací jednotka je v obr. 73. Je to struktura, u níž se elektrické vlastnosti opakují vždy na kmitočtech

$$f_n = f\tau^n \quad (27),$$

kde  $\tau$  je konstanta, kterou nazýváme periodou antény,  $n = 1, 2, 3 \dots$ . Vyneseme-li tyto kmitočty ( $f_n$ ) konstantních elektrických vlastností v logaritmické stupnici, budou od sebe v tomto měřítku stejně vzdáleny a to s periodou  $\ln \tau$  – odtud název logaritmicke-periodické antény. Nejsou to tedy antény zcela kmitočtové nezávislé, jejich elektrické parametry kolísají v rozmezí každé periody. Teprve volíme-li  $\tau \rightarrow 1$ ,  $f_n$  se vzájemně přiblíží natolik, že elektrické vlastnosti antény se prakticky ustálí.

Z obr. 73 je zřejmé, že jde o soustavu unipólů (U) trapezoidálního tvaru, s plynule se měnícími rozměry, tj. délkou ( $l$  až  $l_n$ , popř.  $l_1$  až  $l_n$ ) a šířkou, připojených galvanicky ke kónickému internímu vedení antény (V). Zářiče i vedení jsou vyřizovány z jednoho kusu homogenního vodivého plechu. Celá soustava je vybuzena v místě B.



Obr. 73. Tvar základní jednotky logaritmicke-periodické antény

Dvě výše popsané jednotky se obvykle řadí symetricky způsobem uvedeným dále. Mechanické rozměry základní jednotky jsou dány následujícími parametry:

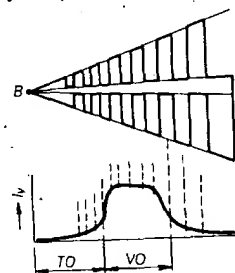
$$1. \text{ Periodou antény } \tau = \frac{R_n - 1}{R_n - 2} = \frac{R_n - 2}{R_n - 1} \quad (28),$$

$$\text{popř. konstantou } K = \frac{R'_n}{R_n} = \frac{R_{n-1}}{R'_n} = \frac{R_{n-1}}{R_n} = \sqrt{\tau} \quad (29);$$

2. Max. délkou antény  $R_n$ ;
3. Vrcholovým úhlem trojúhelníku opsaném zářičům  $\gamma$ ;
4. Úhlem, který definuje tvar interního vedení  $\delta$  (obvykle  $\delta = 10^\circ$ );
5. Přepónou trojúhelníku, opsaného zářičům  $2l_{\max}$ .

#### Funkce základní jednotky

Funkce antény je následující: proud tekoucí ze vstupu (B) se v místě připojení kteréhokoli unipólu větví na proud, který napájí unipól (vyzařovací proud), a proud postupující k dalšímu unipólu (proud přenosový). Energie přenášená linkovými proudy se ve směru svého postupu zmenšuje, neboť je odčerpávána jednotlivými zářiči. Energie se však nezmenšuje rovnoměrně, maximální je přenos energie do zářičů v místech, v nichž jsou připojeny unipóly v sériové rezonanci, popř. poblíže, tedy unipóly elektricky přibližně čtvrtvlnné. Anténu lze rozdělit na oblast přenosovou, TO – obr. 74, nevyzařující, a aktivní, vyzařující (VO). V obr. 74 najdeme



Obr. 74. Proudové obložení

typický průběh vybuzení ( $I$ , vyzařovací proud) antény. Vidíme, že pouze určitá část antény pracuje jako skutečná anténa a podílí se na tvorbě vyzařovacího diagramu a zisku. To je největší nedostatek antény. Samozřejmě aktivní oblast antény se s kmitočtem posouvá, na nejnižším kmitočtu jsou vybuzeny nejdelší unipóly, směrem k vyšším kmitočtům postupně zářiče kratší.

Zisk každé antény, optimálně proudové obložené, se zvětšuje s jejími rozměry. V našem případě to znamená, že se zisk zvětšuje se zvětšující se aktivní oblastí. Z výše uvedeného výkladu funkce vyplývá, že se pro dané  $\tau$  prodlouží aktivní oblast, zvětšíme-li počet vybuzených unipólů,

čehož lze dosáhnout tím, že zmenšíme jejich odstupy. Je zřejmé, že tohoto stavu lze dosáhnout zmenšením úhlu  $\gamma$ , tj. pro dané  $l_{\max}$  zvětšíme délku antény. V malé míře můžeme zvětšit zisk i počtem unipólů v aktivní oblasti, tj. zvětšením  $\tau$ . V tomto směru jsou však možnosti dosti omezené. Význam této veličiny tkví především v jejím vlivu na periodicitu antény, tj. na kolísání vyzařovacích a impedančních vlastností antény. Pokud jde o vyzařovací diagram, projevuje se kolísání především v činiteli zpětného záření. Se zvětšujícím se  $\tau$  se kolísání zmenšuje a ČZZ se ustálí na větších velikostech.

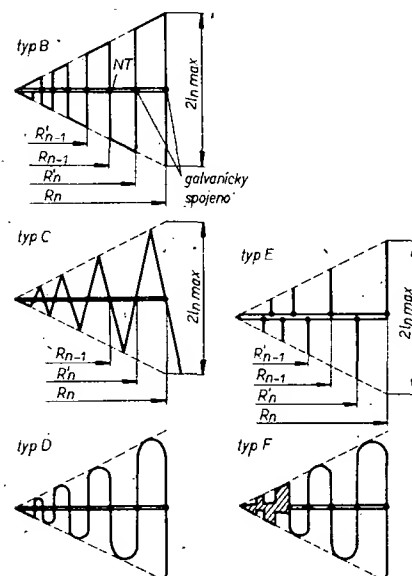
Šířka pásma je dána délkou nejkratšího ( $l_{\min}$ , obr. 73) a nejdelsího unipólu ( $l_{\max}$ ), přičemž  $l_{\min}$  musí umožňovat rezonanci nad nejvyšším provozním kmitočtem, tedy  $l_{\min} \leq 0,15$  až  $0,2 \lambda_{\min}$ , zatímco  $l_{\max}$  pod nejnižším provozním kmitočtem, tedy  $l_{\max} \geq 0,27$  až  $0,3 \lambda_{\max}$  (viz dále).

Z impedančního hlediska lze patrně přirovnat anténní jednotku k jednovodičovému vedení (přenosová oblast), zakončenému absorbním odporem (vyzařovací odpor antény); přičemž v této soustavě existuje zhruba stav přizpůsobení.

### Konstrukční modifikace základní jednotky

Anténní jednotka podle obr. 73 bývá velmi často upravována ve snaze zlepšit především mechanické vlastnosti antény, zmenšit odpor vůči větru, zjednodušit výrobu apod. Především se kónické interní vedení nahrazuje vedením o stálém průřezu, obvykle je to přímo nosná trubka (TN, obr. 75) celé anténní jednotky. Dále jsou nahrazovány plechové unipóly trubkovými či drátovými a současně je též zjednodušován jejich tvar. Tyto modifikace jsou přehledně vyznačeny v obr. 75. Jde vesměs o antény z trubek. Původní plechová forma (typ A) přichází v úvahu pouze na mikrovlnách, popř. UKV (např. jako primární zářič k parabole).

V obr. 75 jsou typy B – E míněny jako trubkové. Výrobně jednoduchý je typ C, elektricky jsou nesporně dokonalejší typy B, D. Posledně jmenovaný (z ohýbaných trubek) vyniká i mechanickou pevností. Největšího zjednodušení bylo dosaženo u typu E, u něhož každý unipól byl nahrazen jinou trubkou. Pro dosažení dobrých elektrických vlastností je však v tomto

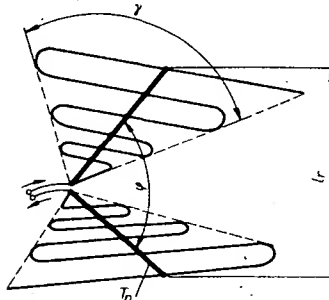


Obr. 75. Modifikace základní jednotky, typy B – F

případě žádoucí volit větší  $\tau$  (0,8 až 0,9). Typ F je kombinací základního plechového typu A pro vyšší kmitočty a trubkového pro nižší kmitočty. Pro obor KV se dosti často používá typ B, vytvořený z napnutých drátů. Naproti tomu lze pro UKV zhotovit anténu typu A jako desku s plošnými spoji na kupředitu, např. jako pokojovou anténu pro TV IV–V.

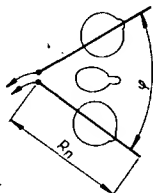
### Úplná logaritmicko-periodická směrová anténa, prostorový typ

Jsou dvě základní varianty: prostorová a rovinová. Nejprve se budeme zabývat běžnějším typem prostorovým. Tvar antény je v obr. 76. Je použita základní jednotka typu D, ovšem anténu můžeme sestavit z kterýchkoli jednotek z obr. 75. Z vyzařovacího hlediska je to vlastně dvoupřvková



Obr. 76. Prostorová anténa LP

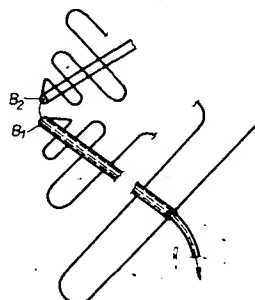
soufázová anténní řada, jejíž zvláštností je skutečnost, že směry maxima záření obou jednotek nejsou shodné, nýbrž svírají úhel  $\psi$ , jak je zřejmé z obr. 77. Abychom dosáhli shody fáze obou jednotek při napájení symetrickými proudy je třeba pootočit je okolo osy TN (nosná trubka jednotky) vzájemně o  $180^\circ$ .



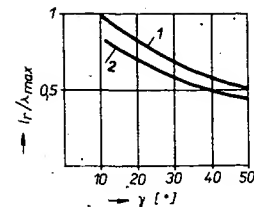
Obr. 77. Vznik výsledného vyzařovacího diagramu

Skutečný způsob napájení je v obr. 78. Souosý napáječ (N) prochází dolní nosnou trubkou (TN) základní jednotky. Stínění je galvanicky připojeno v místě buzení  $B_1$  k dolní nosné trubce, jeho žíla pak v bodě  $B_2$  k horní nosné trubce. Je to tedy shodný způsob vytváření symetrického napájení souosým kabelem jako u symetrického obvodu typu balun z obr. 32.

Celkové uspořádání této anténní řady není nijak ideální (nerovnoběžnost obou



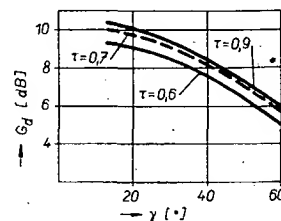
Obr. 78. Napájení souosým kabelem



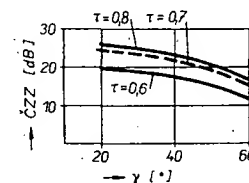
Obr. 79. Závislost  $l_r$  na  $\gamma$

jednotek), takže přínos zdvojení základních jednotek není velký (asi 1 až 2 dB, podle velikosti úhlu  $\psi$ , popř. rozteče  $l_r$ , obr. 76). Se zvětšováním  $l_r$  se zvětšuje zisk antény, ale zároveň se zhoršuje zadní záření. Pro volbu  $l_r$  poslouží graf v obr. 79, kde lze k danému úhlu  $\gamma$  najít příslušnou rozteč  $l_r$  ve vlnových délkách pro dolní okraj pásma ( $\lambda_{\min}$ ). Dáme-li přednost zisku, volíme údaje podle křivky 1, chceme-li zmenšit ČZZ, použijeme křivku 2.

Zisk  $G_0$  antény v závislosti na  $\gamma$  (vlastně tedy na délce antény) je v obr. 80 (v obrázku je zaznamenán i vliv periody ( $\tau$ )). Rozhodující pro zisk je úhel  $\gamma$ . Perioda ovlivňuje zisk poměrně málo, pro  $\tau = 0,7$  její vliv mizí. Rovněž ČZZ (obr. 81) je ovlivněn především úhlem  $\gamma$ , vliv  $\tau$  je poněkud větší než u zisku. I v tomto případě nemá význam volit  $\tau \gg 0,7$ .

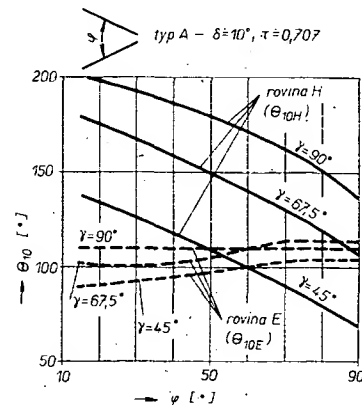


Obr. 80. Zisk antény LP jako funkce  $\gamma$ ,  $\tau$



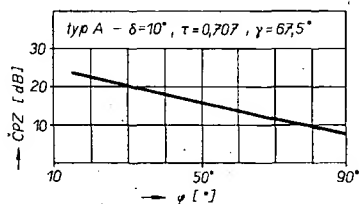
Obr. 81. Zpětné záření antény LP

Vzhledem k tomu, že anténa bývá používána též jako primární zářič pro parabolické antény, povšimněme si ještě dalšího parametru, definujícího vyzařovací vlastnosti – šířky hlavního paprsku ( $\Theta_e$ ,  $\Theta_h$ ), tentokrát pro pokles 10 dB ( $\Theta_{10}$ ). V obr. 82



Obr. 82. Vyzařovací úhel pro pokles 10 dB ( $\Theta_{10}$ ) antény LP

nalezneme velikost tohoto úhlu v závislosti na úhlu  $\psi$ , který svírají obě základní jednotky. Pochopitelně se mění především  $\Theta_h$ , neboť v této rovině se mění rozměr antény při změně  $\psi$ . Křivky z obr. 82 jsou vynešeny pro několik typických úhlů  $\gamma$ , tedy nepřímo pro různé dlouhé antény. Je vidět, že rotačního vyzařovacího diagramu lze dosáhnout především u antén s menším úhlem  $\gamma$  (elektricky delších). Možnost dosáhnout takového vyzařovacího diagramu lze zvětvšováním úhlu  $\psi$  je omezena výskytem postranních paprsků (obr. 83). Vliv periody  $\tau$  není velký, zvláště je-li  $\tau \approx 0,7$ , a to jak v obr. 82, tak v obr. 83. Křivky v obou zmíněných obrazcích byly zjištěny pro základní jednotku typu A, platí však s dobrou přesností i pro typy B až D.

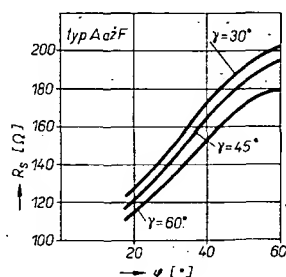


Obr. 83. Velikost postranních paprsků antény LP

Z impedančního hlediska je pro anténu typický průběh vynesen v obr. 84. Ve Smithově diagramu vytváří body vstupní impedance křivku blízkou kružnici se středem na reálné ose, přičemž jedna

Obr. 84. Typický průběh vstupní impedance antény LP je na 3. str. obálky

otáčka přísluší jedné periodě. Střed těchto kružnic reprezentují střední hodnotu vstupní impedance ( $R_s$ ). Impedance  $R_s$  je dána především úhly  $\gamma$  a  $\psi$  (obr. 85). Bohužel je  $R_s = 100$  až  $200 \Omega$ , tedy jiná, než je charakteristická impedance běžných napáječů. Křivky v obr. 85 platí přibližně pro všechny typy antény v obr. 75. Poloměr kružnice (obr. 84) určuje velikost změn vstupní impedance v závislosti na kmitočtu. Kružnice vytíná na reálné ose maximální a minimální hodnoty vstupní impedance ( $R_{\max}$ ,  $R_{\min}$ ).

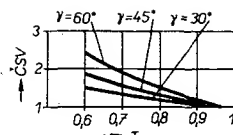


Obr. 85. Střední vstupní impedance antény LP

Přizpůsobíme-li ideálně impedanci  $R_s$  k  $Z_0$  napáječe, bude činitel stojatých vln

$$\text{ČSV} = \frac{R_{\max}}{R_s} = \frac{R_s}{R_{\min}} \quad (30)$$

Závislost ČSV na mechanických parametrech antény je zpracována v obr. 86. Největší vliv mají perioda  $\tau$  a úhel  $\gamma$ . Křiv-



Obr. 86. Činitel stojatých vln antény LP

ky v obr. 86 platí především pro plechový typ A. U typů B, C, F se ČSV zvětší navíc o asi 10 až 20 % a u typů D, E dokonce o 20 až 30 % i více, podle tloušťky trubek – čím „tlustší“, tím je ČSV menší.

Další zvětšení ČSV obvykle způsobí ne zcela dokonalý impedanční přizpůsobovací obvod.

Vynecháme-li impedanční přizpůsobení a připojíme-li anténu přímo na napáječ  $Z_0 = 75 \Omega$ , pak skutečné ČSV bude

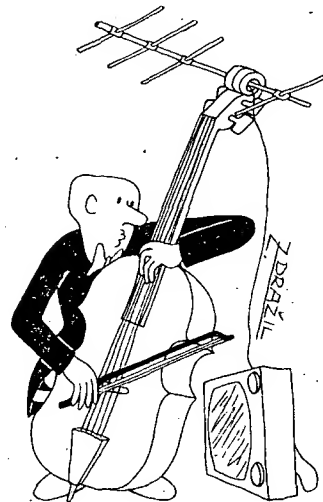
$$\text{ČSV}' = \frac{R_{\max}}{75} = \frac{R_s \text{ ČSV}}{75} \quad (31)$$

kde  $R_s$  a ČSV jsou veličiny z obr. 85 a 86. Prakticky dosažitelný je ČSV = 3 až 4, což znamená ztráty odrazem 1,3 až 2 dB. O tyto ztráty se zmenší zisk antény, což u antény s poměrně malým ziskem není zanedbatelné.

Jak je to s možností impedančního přizpůsobení? V první řadě to musí být přizpůsobení širokopásmové. Vhodnou variantou pro daný případ je linkový transformátor se vstupní charakteristickou impedancí  $Z_{01} = R_s$  z obr. 85 a výstupní  $Z_{02} = 75 \Omega$ . O těchto obvodech byla již zmínka v části o impedančním přizpůsobení vedením o proměnném vlnovém odporu. Nejjednodušší je typ s lineárně proměnnými rozměry páskového vodiče (obr. 13b) nebo s proměnnou excentricitou (obr. 13c), který umístíme do nosné trubky TN v obr. 93. Rozměry vedení jsou definovány  $Z_{01}$ ,  $Z_{02}$ .

Elektrický návrh antény vychází z požadavku na kmitočtové pásmo a zisk antény. Pro zvolený typ určíme  $\tau$  z obr. 80, 81 s přihlédnutím ke specifickým požadavkům (menší ČSV apod.), obvykle bývá  $\tau = 0,7$  až  $0,75$ . Úhel  $\gamma$  je dán ziskem z obr. 80, rozteč  $l$ , a tedy i úhel  $\psi$  určíme z obr. 79. ČSV pro určené  $\tau$  zkontrolujeme podle obr. 86.

Kótu  $2l_{\max}$  volíme podle požadavků na elektrickou funkci antény v oblasti nejnižších kmitočtů ( $f_0$ ). Požadujeme-li, aby vlastnosti antény zůstaly zachovány až k  $f_0$ , volíme u trubkových typů (B až F)  $l_{\max} = 0,6 \lambda_{\max}$ , u typu plechového (A)  $l_{\max} = 0,55 \lambda_{\max}$ . Připustíme-li menší zhoršení elektrických vlastností, postačí pro typ A  $l_{\max} = 0,5 \lambda_{\max}$ , u ostatních (typy B až F)  $l_{\max} = 0,54 \lambda_{\max}$ .



Pro  $\gamma$  a  $2l_{\max}$  určíme maximální délku základní jednotky  $R_n = l_{\max} (\tan \gamma/2)$ . Podle (29) určíme konstantu  $K$  a vypočteme postupně všechny kóty  $R_n$  a  $R'_n$ , např.  $R'_n = KR_n$  a dále  $R'_{n-1} = KR'_n$ ,  $R'_{n-2} = KR'_{n-1}$ ... Realizujeme pouze unipóly delší než  $\lambda_{\min}/8$  ( $= l_{\min}$  v obr. 73), kratší nahradíme útvarem jim opsaným (C, obr. 73). Jde-li o anténu z trubek, volíme jejich průměry podle délky unipólů: pro  $l = 1000$  až  $2000$  mm  $\varnothing = 16$  až  $20$  mm, pro  $l = 500$  až  $1000$  mm  $\varnothing = 12$  až  $14$  mm, popř. pro  $l = 500$  mm  $\varnothing = 8$  až  $10$  mm.

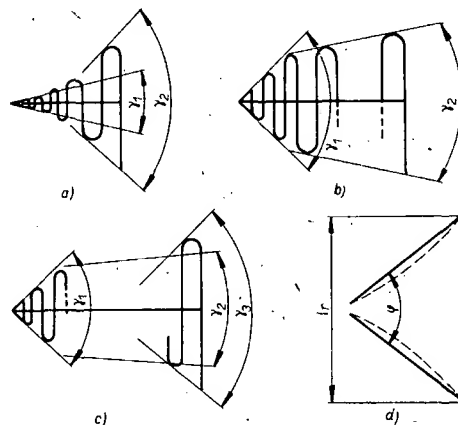
Souhrnně je nutno konstatovat, že prostorová logaritmicko-periodická anténa je především anténou širokopásmovou, což je její hlavní vlastnost a přednost. Z hlediska zisku jsou možnosti antény dosti omezené vzhledem ke skutečnosti, že aktivně pracuje vždy pouze určitá část antény, nikoli tedy anténa celá. Pouze typy se zúženým pásmem a malým úhlem mohou dosáhnout  $G_d = 8$  dB. Jinak je nutno počítat spíše s  $G_d = 6$  dB i méně. Taková je skutečnost, na které nic nemění občasné neseriózní a přehnané údaje, publikované případně i v odborné literatuře.

### Modulovaná prostorová anténa

Pokud nepožadujeme konstantní zisk v celém provozním pásmu a naopak určité části kmitočtového rozsahu preferujeme, je možno úpravou tvaru logaritmicko-periodické antény (dále anténa LP) do jisté míry ovlivnit průběh zisku. Způsob úpravy základní jednotky jeřejmý z obr. 87. Bylo zjištěno, že lze plynule měnit parametr, který maximálně ovlivňuje směrovost, tj. úhel  $\gamma$ . V kmitočtových oblastech, v nichž jsou menší nároky na zisk,  $\gamma$  zvětšíme, a naopak tam, kde zisk je žádoucí,  $\gamma$  zmenšíme. Obdobně lze měnit i periodu antény  $\tau$ .

Výše uvedené změny tvaru budeme v dalším nazývat modulací mechanických a elektrických parametrů antény. Tato anténa se v principu zásadně liší od běžné antény LP, neboť v rozmezí změny parametrů antény neplatí, že elektrické vlastnosti antény se opakují na kmitočtech  $f \ln \tau$ .

Při návrhu antény postupujeme tak, že v soulasu s požadavky na zisk měníme úhel  $\gamma$  podle křivek v obr. 80. Aktivní oblast pro ten který kmitočtový úsek je vymezena délkou unipólu  $l_n = 0,17$  až  $0,3 \lambda$ . Přitom kontrolujeme impedanci podle křivek v obr. 85, zda se kolísání  $R_s$ , vyvolané změnami  $\gamma$ , bude pohybovat v přijatelných mezích. V každém případě se však ČSV zvětší, většinou však nevýrazně.



Obr. 87. Modulovaná prostorová anténa LP

Zároveň je nutno kontrolovat rozteč  $l$ . Je nežádoucí, překročit křivku 1 v obr. 79. Směrem k menším poměrům  $l/\lambda$  nejsme omezeni, ale zmenšuje se zisk. Vlastně bychom měli měnit i úhel  $\psi$  podél antény (obr. 87d) tak, aby rozteč  $l$ , mezi aktivními oblastmi obou základních jednotek zůstávala v souladu s obr. 79 (v rozmezí  $l_r = 0,5$  až  $1 \lambda$ ) podle úhlu  $\gamma$ . Připomínáme, že aktivní oblast je vyznačena okolím sériové rezonance unipólů, tj.  $l_n = 0,18$  až  $0,28 \lambda$ . Ovšem plynulá změna  $\psi$  je konstrukčně prakticky neřešitelná, proto zde nebude uvažována.

A nyní krátce k praktickému využití. U antény sestavené z jednotek v obr. 87a bude se zisk s kmitočtem zvětšovat ( $\gamma$  se s kmitočtem zmenšuje). Zisk na vyšších kmitočtech bude dán úhlem  $\gamma_1$ , na nižších  $\gamma_2$ . Opačně se bude chovat anténa na obr. 87b. Na obr. 87c je anténa s maximálním ziskem uprostřed pásma.

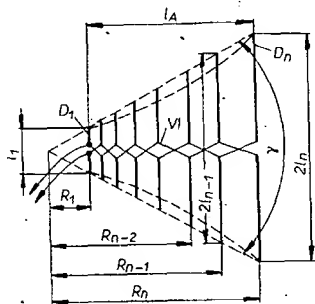
Pro využití jako TV přijímací širokopásmová anténa přichází v úvahu typ s menším ziskem v pásmech TV I–III a s větším na UKV (TV IV–V). V principu je to typ z obr. 87c, přičemž část antény s úhlem  $\gamma_1$  využijeme pouze jako zkrácenou přenosovou oblast, část s úhlem  $\gamma_2$  pro UKV a část s  $\gamma_1$  pro VKV.

Chceme-li mimořádně zvětšit zisk antény na horním kmitočtovém okraji, můžeme anténu předřadit syst. m direktorů z běžné Yagiho antény.

## Rovinná logaritmicko-periodická anténa

### Základní funkce

Schematický náčrt je v obr. 88. Jsou to vlastně dvě základní jednotky typu E z obr. 75 uspořádané tak, že  $\psi = 0$ . Tím vzniká rovinná anténní řada, skládající se z dipólů ( $D_1$  až  $D_n$ ), spojených překříženým symetrickým vedením (VI). Řada je buzena poblíž nejkratšího dipólu ( $D_1$ ) symetrickými proudy. Dipóly, které v daném pásmu nejsou nikdy aktivní, jsou vypuštěny, což anténu vůči prostorovému typu poněkud zkracuje.

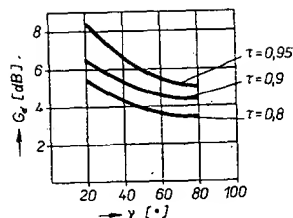


Obr. 88. Rovinná anténa LP

Funkce antény je obdobná jako u prostorového typu. Proudů tekoucí z místa buzení napájecími interními vedeními (VI – obr. 88) o charakteristické impedanci  $Z_0$  přecházejí opět především na dipóly, pracující poblíž první sériové rezonance (půlplnné dipóly). Ty se vybudí maximálně – je to aktivní oblast antény.

Proudů v dipólech jsou fázovány jednak impedancí dipólů, jednak délkou spojeního vedení. Překřížení vnáší navíc mezi dva sousední dipóly posuv  $180^\circ$ .

Se ziskem je to poněkud horší. Zmenšení efektivní plochy v rovině H zmenšuje poněkud zisk vůči prostorové anténě. Naproti tomu vypuštění neaktivních krátkých dipólů poněkud zlepšuje ekonomii antény. Provozní zisk je dán křivkami



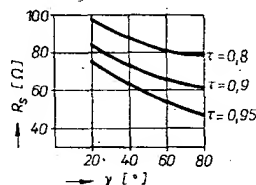
Obr. 89. Zisk rovinné antény LP

v obr. 89.  $G_d$  se zvětšuje se zmenšováním úhlu  $\gamma$  a zvětšováním  $\tau$ .

Obalovou křivku anténního systému (plynulá změna) lze „modulovat“ stejně jako u prostorové antény (např. podle obr. 88 tečkovaně).

Anténa vyniká malým zadním zářením. Běžně se dosahuje ČZZ = 20 dB. Důvodem je skutečnost, že anténa se více přibližuje ideální symetrické anténě, než varianta prostorová.

Z impedančního hlediska definuje anténu křivka v obr. 90. Na první pohled je zřejmé, že střední hodnota vstupního reálného odporu  $R_0$  je menší než u prostorové antény a blíží se charakteristické impedanci souosý napáječe, tj. 75  $\Omega$ . Obecně je charakter impedanční křivky obdobný křivce prostorové antény. Pro

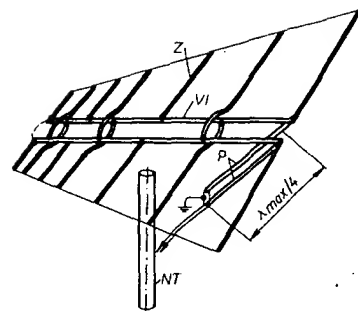
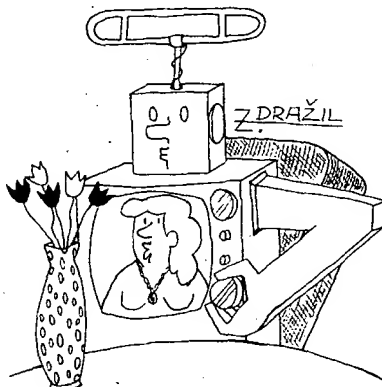


Obr. 90. Vstupní reálný odpor rovinné antény LP

$\tau = 0,8$  bývá ČSV = 2, ovšem pro  $Z_0 = R_0$ . Nedodržíme-li tuto podmínku (provádíme anténu bez impedančního přizpůsobení s napájecím souosým kabelem 75  $\Omega$ ) je nutno počítat s větším ČSV (2,5 až 3).

Impedančně lze anténu přizpůsobit podobně jako u prostorové varianty, tj. linkovým transformátorem, jehož vstupní charakteristická impedance je  $Z_{01} = R_{01}$ , výstupní  $Z_{02} = 75 \Omega$ . Tento způsob impedančního přizpůsobení je možný ovšem pouze za předpokladu, že je interní symetrické vedení (VI obr. 88) přímé. Jeho překřížení je možno nahradit některým způsobem podle obr. 91, kde VI je přímé a zářiče (Z) se střídavě připojují k té či oné větvi vedení. Transformační vedení nebo souosý napáječ pak prochází uvnitř jedné trubky interního vedení naprosto shodně jako u prostorové varianty.

Z mechanického hlediska je anténa definována parametry (viz obr. 88):  $\gamma, 2l_1 + 2l_n$ , perioda  $\tau = R_{n-1}/R_n = R_{n-2}/R_{n-1} \dots = R_2/R_1$ . Charakteristická impedance in-



Obr. 91. Rovinná anténa LP

terního vedení je  $Z_{01} = 276 \log d/A$ , kde  $d$ ,  $A$  jsou průměr a rozteč interního vedení, přičemž  $Z_{01} = R_0$  (obr. 90). Zbývající základní rozměry jsou určeny podmínkou

$$2l_1 \leq 0,13 \lambda_{\min}, \\ 2l_n \leq 0,53 \lambda_{\max},$$

typicky je  $2l_1 = 0,12 \lambda_{\min}$ ,  $2l_n = 0,57 \lambda_{\max}$ .

Flouštík zářičů volíme co největší, a však alespoň tak jako u rozměrově obdobné Yagiho antény.

Vyvést souosý napáječ z antény lze nejlépe přes čtvrtvlnný ( $\lambda_{\max}/4$ ) pahýl P (obr. 91), vytvořený prodloužením interního vedení o  $\lambda_{\max}/4$ , na konci zkratovaného (ZK) jako obdoba balunu z obr. 32. Tento bod je nutno uzemnit podle platných předpisů. Čtvrtvlnný pahýl je pak možno ohnout k nosné tyči (NT) a vytvořit z něj vzpěru.

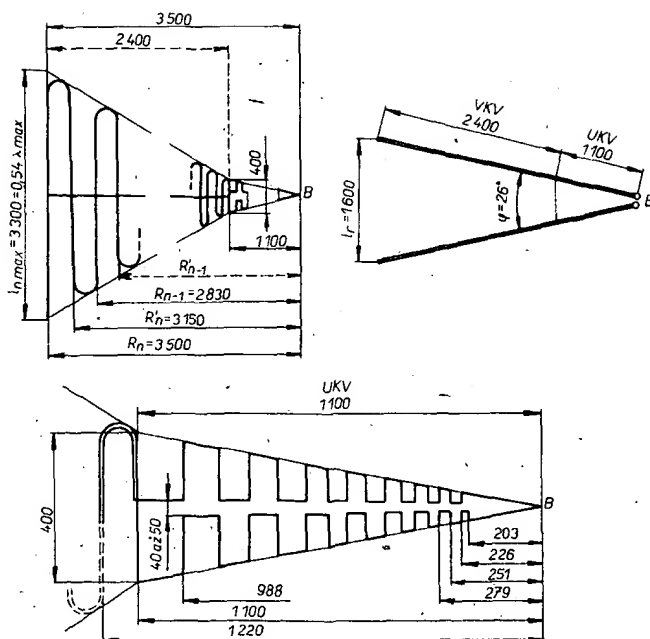
Po mechanické stránce není anténa výhodná. Potíže činí (obzvláště na VKV) připevnění zářičů k nosnému internímu vedení, zakončení antény pahýlem apod. Proto většínou dáváme přednost variantě prostorové.

V některých případech bývá rovinná anténa LP používána jako budící systém širokopásmových Yagiho antén. Tato úprava neskýtá žádných výhod oproti běžnému budicímu systému Yagiho antén, tj. skládanému dipólu s kompenzačním direktorem. Naopak přináší četné nevýhody (uzemnění, impedance, mechanické problémy).

## Realizace logaritmicko-periodických antén

Pro realizaci lze doporučit pouze typ, který využívá základní vlastnosti antény, tj. extrémní širokopásmovost. Byla vybrána anténa (obr. 92) s rozsahem 50 až 860 MHz, tedy pro všechna TV pásma včetně rozhlasu VKV. Jde o anténu modulovanou tak, že zisk na UKV je větší než na VKV. Pro obor VKV (TV I – III) se počítá pouze s minimálním ziskem  $G_d = 5$  dB (odpovídá tříprvkové Yagiho anténě). V pásmu UKV (TV IV – V) je zisk  $G_d = 9$  až 10 dB.

Základní jednotka (obr. 92) se skládá vlastně ze dvou částí: VKV (50 až 400 MHz, tj. TV I – III) a UKV (470 až 860 MHz, tj. TV IV, V). Perioda celé antény  $\tau \approx 0,81$  (popř.  $K \approx 0,9$ ) je volena větší, než je běžné, jednak ve snaze zlepšit funkci poměrně krátké části VKV ( $\gamma = 60^\circ$ ), jednak extremizovat zisk sekce UKV. Zvětšování zisku na UKV samozřejmě pomáhá především malý úhel  $\gamma = 24^\circ$  (viz obr. 80). Rovněž rozteč  $l$  je volena s ohledem na funkci antény na UKV podle obr. 79.



Obr. 92. Prostorová modulová anténa LP

Část VKV zhotovíme z trubek o  $\varnothing$  10 až 16 mm, směrem od konce jejich průměr pokud možno zmenšujeme. Trubky zářičů k nosné trubce připevníme příchýtkami, které nevnikají do nosné trubky, neboť v ní je veden napáječ. Příklad konstrukce je v obr. 93. Část UKV je možno vyřezat z dobře vodivého plechu (nejlépe tvrdší dural). Lze samozřejmě použít opět trubky o  $\varnothing$  10 až 12 mm a pouze vstupní část (neaktivní) vyříznout z plechu.

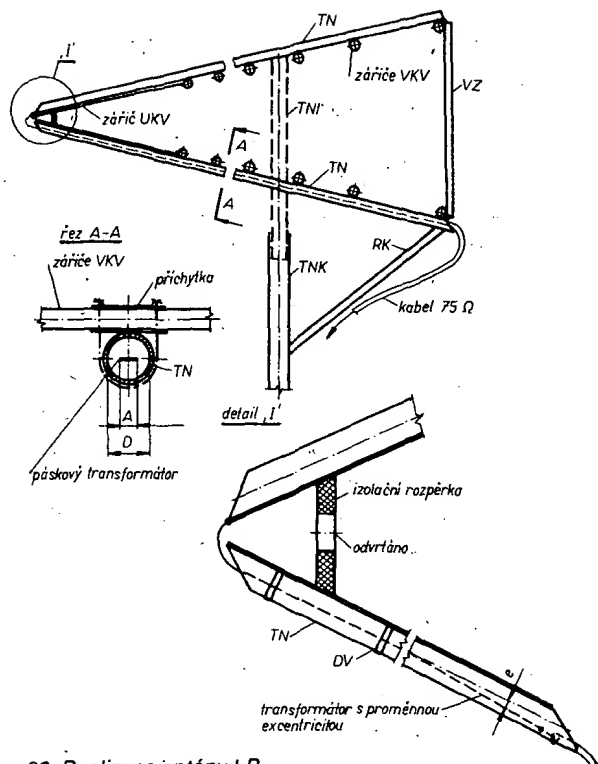
Jednotlivé délkové kóty  $R_n$  a  $R'_n$  jsou v tab. 6; pro výpočet byl zvolen součinitel  $K=0,9$  (29), tj.  $R_n = R_n K$ ,  $R_{n-1} = R'_n K$ ,  $R'_{n-1} = R_{n-1} K$  atd.

Tab. 6. Rozměry logaritmicko periodické antény

$R_n, R'_n$	VKV	3500,	3150,	2835,	2552,
		2296,	2067,	1860,	1674,
		1506,	1356,	1220	
	UKV	1100,	988,	890,	800,
		720,	648,	583,	525,
		472,	425,	383,	344,
		310,	279,	251,	226,
		203			

Samozřejmě je možno realizovat obě sekce samostatně, popř. pouze jednu z nich. V tom případě je však třeba doplnit část VKV zkrácenou neaktivní částí, vyříznutou z plechu.

Impedančně lze anténu přizpůsobit linkovým transformátorem s lineární proměnnými mechanickými parametry, tj. buď s proměnnou šířkou středního páskového vedení (obr. 13e), nebo jednodušeji s proměnnou excentricitou (obr. 13b). Transformátor je umístěn v dolní nosné trubce, TN (obr. 93). Vstupní charakteristická impedance  $Z_{01} = R_s$  (obr. 85), což je v našem případě  $Z_{01} = 140 \Omega$ . Výstup je přizpůsoben k souosému kabelu ( $Z_{02} = 75 \Omega$ ). Použijeme-li páskový transformátor, pak podle křivky v obr. 13e bude pro  $Z_{01} D/b = 5$ , pro  $Z_{02} D/b = 1,8$ . Při aplikaci excentrického transformátoru (obr. 13b) bude pro  $Z_{01} D/d = 10$ ,  $e = 0$  a na výstupu pro  $Z_{02} D/d = 10$ , ale  $e = 0,4$ . Distanční vložky DV (obr. 93) je nutno zhotovit z kvalitního materiálu (organické sklo,



Obr. 93. Realizace antény LP

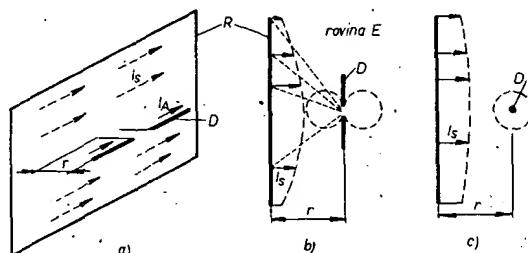
teflon) s malými ztrátami, relativně tenkého, „odvrtaného“ tak, aby se zmenšily jejich kapacity. Krajní vložky zalepíme, transformátor by měl být dokonale vodotěsný. Souosý napáječ je nutno připojit dokonale elektricky – žíla na pásek, stínění na trubku transformátoru uvnitř, na šikmo seříznutou část. Nestíněnou část středního vodiče udělat co nejkratší (parazitní příjem).

Nosná trubka mezi anténami musí být z izolantu (TNi), pod anténou přejde v trubku kovovou (TNK). Rozpěrná tyč LR a vzpěra VZ by měly být kovové, aby bylo vyhověno požadavkům na uzemnění celé antény.

### Antény s plošným reflektorem Rovinné, úhlové a válcové reflektory

Nejjednodušší anténa tohoto typu je na obr. 94. Je to dipól (D) s rovinným reflektorem. I když se taková anténa běžně nepoužívá, bývá stavebním kamenem složitějších soustav. Nám poslouží k vysvětlení funkce reflektorových antén.

Buzený, tj. primární zářič (D) ozařuje reflektor (R) a vyvolává na něm sekundární proudy  $I_s$ , tj. proudové obložení reflektoru. Amplituda proudového obložení je dána především vyzařovacím (primárním) diagramem buzeného prvku. Navíc  $I_s$  se směrem k okrajům zmenšuje vlivem zvětšující se vzdálenosti od buzeného zářiče, a vlivem rozptylu, který se často označuje jako prostorový útlum.



Obr. 94. Anténa s rovinným reflektorem

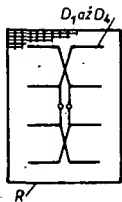
Z obr. 94b, c je dobře patrné, že se  $I_s$  v rovině E rychle zmenšuje směrem k okraji reflektoru, neboť primární zářič tam má osmičkový vyzařovací diagram a okraje ozařuje minimálně. Naproti tomu v rovině H je primární diagram kruhový, takže ozařuje „celý“ reflektor, zmenšení amplitudy  $I_s$  na krajích je dáno pouze zvětšením vzdálenosti od primárního zářiče a zmíněným prostorovým útlumem.

Fáze proudového obložení je v první řadě určena vzdáleností mezi primárním zářičem a jednotlivými proudovými vlákny ( $I_s$ ) reflektoru. Je tedy zřejmé, že fáze  $I_s$  se podél reflektoru rychle mění – to je jeden z omezujících činitelů této antény.

Výsledný vyzařovací diagram je dán vektorovým součtem primárního záření buzeného prvku a sekundárního záření reflektoru. Optimum nastane, bude-li záření obou těchto prvků ve směru předpokládaného maxima ve fázi, což je další omezující činitel dané anténní soustavy.

Omezení vyplývající z fázových i amplitudových poměrů na anténě způsobují, že nelze ozařit jedním primárním zářičem větší rovinný reflektor. Jedinou možností jak zvětšit zisk je použít větší počet zářičů řazených vedle sebe nebo nad sebou. Nejjednodušším způsobem je prodloužit půlvlnný dipól na celovlnný, tj. zařadit vlastně dva půlvlnné dipóly vedle sebe. Tímto způsobem lze zvětšit zisk asi o 2 dB. Navíc u celovlnného dipólu je možno změnit vstupní impedanci volbou jeho tloušťky. Zatímco půlvlnný dipól s rovinným reflektorem dává zisk  $G_d = 4$  až





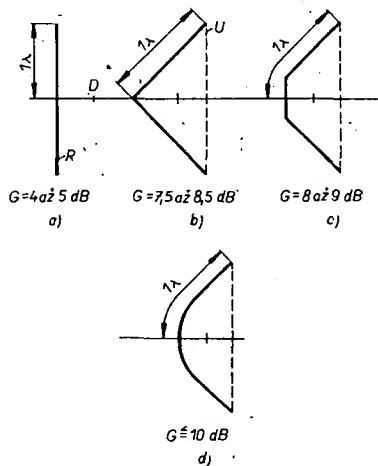
Obr. 95. Anténní řada ze čtyř dipólů před rovinným reflektorem

5 dB, s celovlnným dipólem lze dosáhnout  $G_d = 6$  až 7 dB.

Z antén tohoto typu se velmi často vytvářejí anténní řady tak, že jednotlivé antény z obr. 94 se řadí nad sebou. Např. v obr. 95 je to čtyřpatrová anténa. V provedení se čtyřmi tlustými dipóly je u nás vyráběna a lidově nazývána „madrace“.

Jak bude uvedeno v odstavci o anténních řadách, každé zdvojení základní antény zvětší zisk o 2,5 až 3 dB, tedy čtyřnásobení o 5 až 6 dB. Anténa podle obr. 95 bude mít tedy při optimálním nařazování zisk s půlvlnnými dipóly  $G_d = 9$  až 11 dB, s celovlnnými 11 až 13 dB. Jestliže anténu provozujeme širokopásmově, např. přes celé IV. a V. TV pásmo, tj. na spodním okraji s půlvlnnými dipóly a na horním s celovlnnými dipóly, bude se její zisk zvětšovat v rozmezí  $G_d = 9$  až 13 dB. Další zvětšování zisku zvětšováním počtu dipólů naráží již na problémy s jejich napájením.

Snaha zvětšit zisk jednotlivých reflektorových antén vedla k úpravám reflektorů podle obr. 96. Jejich smyslem je optimalizovat proudové obložení ústí antény (rovina U, obr. 96). V obr. 96 jsou uvedeny přibližné zisky pro anténu s půlvlnným zářičem, s celovlnným je to asi o 2 dB více. Typ z obr. 96b je běžně nazýván anténou s úhlovým reflektorem, v obr. 96d je anténa s válcově parabolickým reflektorem. Anténa v obr. 96c je vlastně zjednodušený typ z obr. 96d, tedy modifikovaná válcově parabolická anténa.



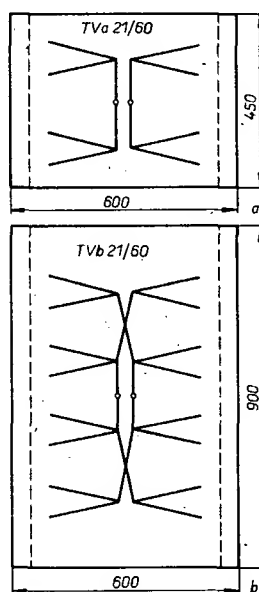
Obr. 96. Antény s plošným reflektorem

Vidíme, že zisk lze úpravou reflektoru zvětšit poměrně výrazně, zároveň se však prakticky likviduje možnost jednoduše řadit takové antény nad sebou (v rov. H) jako u rovinného typu z obr. 95. Samozřejmě je možno vytvářet řadu v rovině E, ovšem s dosti nevýhodným způsobem napájení – přes kabel, jehož útlum se může nepříznivě projevovat.

Souhrnně lze charakterizovat antény z obr. 96 jako dobré antény se středním ziskem, s velmi dobrým ČZZ. Realizace nečiní potíže, reprodukovatelnost výsledků je velmi dobrá. Zvětšovat jejich zisk

nad hodnoty udané v obr. 96 (+2 dB pro celovlnný dipól) je dosti obtížné. Optimalizace proudového obložení činí potíže hlavně v rovině E z obdobných důvodů, jako u rovinného reflektoru.

Z antén předchozího typu bývá nejčastěji u nás i v cizině průmyslově vyráběna anténa s rovinným reflektorem. V ČSSR ji produkuje Kovožávod Plzeň ve dvou variantách, první pod typovým označením TVb 21/60, což je dvoupřvková anténní řada ze dvou širokopásmových dipólů před rovinným reflektorem. Náčrt antény je v obr. 97a. Elektrické parametry jsou v tab. 7a. Jmenovitá impedance  $Z_{AN} = 300 \Omega$ . Druhá varianta se liší od první dvojnásobným počtem zářičů – je to čtyřprvková anténní řada. Je označena jako TVa 21/60 a její náčrt je v obr. 97b. Elektrické vlastnosti jsou v tab. 7a. Jmenovitá impedance je opět  $Z_{AN} = 300 \Omega$ .



Obr. 97. Antény Kovožávodu Plzeň („madrace“)

Tab. 7a. Parametry antén Kovožávodu Plzeň

TVb21/60				TVa21/60		
Typ						
f[MHz]	G <sub>d</sub> [dB]	ČZZ[dB]	ČSV	G <sub>d</sub> [dB]	ČZZ[dB]	ČSV
500	10	≥23	≤2,5	8	≥23	≤2,5
600	11,1			9		
700	12,2			9,5		
750	12,8			10		
800	12			9,5		

Souhrnně posuzováno mají obě výše uvedené antény velmi dobré elektrické i mechanické vlastnosti. Zejména je to málo členitý vyzařovací diagram s minimálním bočním i zadním zářením. Anténa TVa 21/60 je vhodná pro vytváření anténních řad s velkým ziskem (viz dále).

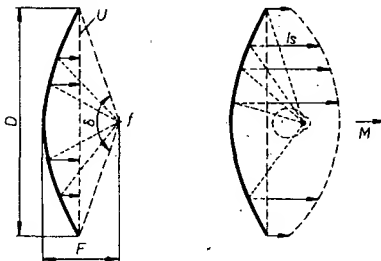


## Rotačně parabolické reflektory

### Základní funkce

Výše uvedené skutečnosti prakticky znemožňují optimálně ozářit větší reflektory jedním zářičem, tj. vytvořit jednoduchou anténu s velkým ziskem. Zásadní zlepšení přináší antény podle obr. 98. Je to rotační parabola se směrovým primárním zářičem, jehož vyzařovací diagram (P) má maximum ve směru k parabole a je upraven tak, aby proudové obložení ( $I_0$ ) v ústí paraboly (U) mělo požadovaný průběh. Vyzařování primárního zářiče mimo parabolu a tedy i do směru hlavního maxima (M) celé soustavy je částečně potlačeno, takže celkový vyzařovací diagram je vytvořen především sekundárním zářením paraboly, tj. amplitudou a fází proudového obložení v ústí paraboly (rovina U – obr. 98).

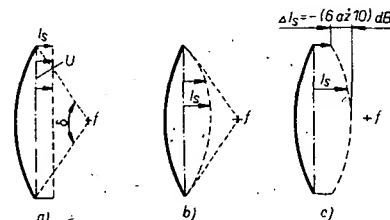
Pokud jde o fázi, je známo, že bodový primární zářič vytváří ve volném prostoru kulové vlnoplochy. Umístíme-li takovou anténu v ohnisku paraboly (f), transformují se kulové vlnoplochy na rovinné v ústí paraboly (délky drah paprsků mezi primárním zářičem a jednotlivými body ústí jsou stejné), tj. proudové obložení má zde téměř konstantní fázi. To jsou ideální poměry pro vytvoření ostře směrového vyzařovacího diagramu.



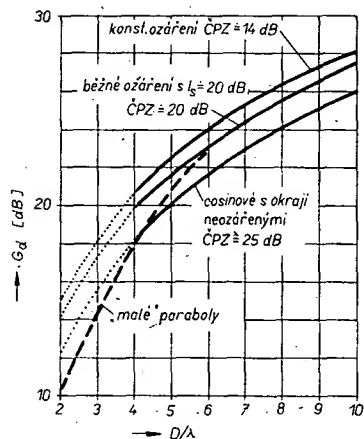
Obr. 98. Anténa s rotačně parabolickým reflektorem

V praxi nemáme k dispozici bodové primární zdroje. Většinou je to směrová anténa, jejíž vlnoplochy nejsou přesně kulové a tudíž ani rovinné v ústí. Tím se poněkud zmenšuje zisk a vytvářejí se postranní paprsky.

Vraťme se však k tvaru proudového obložení ( $I_0$ ) a jeho vlivu na vyzařovací diagram celé anténní soustavy. Způsob vytváření  $I_0$  je obdobný jako u předchozích reflektorových antén. V obr. 99 jsou uvedeny tři základní typy proudového obložení ústí: spíše teoretické obdélníkové (obr. 99a), kosinové (obr. 99b) s potlačeným zářením na okraji, a konečně v praxi nejběžnější kosinové se zmenšením proudového obložení okrajů  $\Delta I_0 = 6$  až 10 dB vůči maximu (obr. 99c). Proudové obložení ovlivňuje šířku hlavního paprsku (tedy



Obr. 99. Proudové obložení parabolického reflektoru



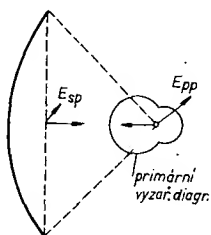
Obr. 100. Zisk parabolických antén

do jisté míry zisk) a velikost postranních, popř. zadních paprsků, zde souhrnně označované ČPZ. Zisk antény je v první řadě dán průměrem paraboly ve vlnových délkách ( $D/\lambda$ ). Tyto závislosti jsou patrné z grafů a údajů v obr. 100. Je zřejmé, že se s rostoucím obložením okrajů zvětšuje zisk antény, ale zvětšují se vedlejší paprsky.

### Problémy „malých“ parabol

Pokud jde o údaje ČPZ a zisku z obr. 100 připomínáme, že uvedené údaje jsou vypočteny pouze pro dané proudové obložení ústí paraboly. Není v nich tedy zahrnut vliv přímého záření primárního zářiče do úhlového sektoru, mijejícího parabolu. Toto záření se vektorově sčítá se sekundárním zářením paraboly a může zvětšovat postranní paprsky, případně i ovlivňovat hlavní paprsek. Samozřejmě záleží na fázi sčítajících se záření. Obzvláště nepříjemný může být tento jev u „malých“ parabol se ziskem  $G \approx 20$  dB, tj.  $D \approx 4$  až  $5 \lambda$ , u nichž amplituda postranního záření primárního zářiče není zanedbatelná vůči hlavnímu záření paraboly. Jde tedy o podobný nežádoucí jev, na který jsem upozornil u předchozích reflektorových antén. Situace je v tomto případě lepší pouze o to, že primární zářič je většinou směrový, takže množství energie vyzařené mimo reflektor je menší. Ovšem směrovost primárních zářičů bývá často velmi nepatrná (viz obr. 101). Jejich postranní záření mimo parabolu bude většinou sotva na úrovni  $-8$  až  $-10$  dB vůči jejich maximu, při širokopásmovém provozu, např. přes celé IV. – V. pásmo se může zhoršit na  $-6$  dB, případně může být ještě horší.

Výše uvedené skutečnosti způsobují zmenšení zisku a zvětšení ČPZ. Pokud jde o zisk, je problém přibližně vyhodnocen v obr. 100. Pro oblast „malých“ parabol se zisk výrazně zmenšuje (čárkovaná křivka) vůči teoretickým údajům (tečkované křiv-



Obr. 101. Vyzařování „malých“ parabol

ky), ty dávají dobrou shodu s praxí až pro  $D/\lambda \approx 5$  až  $6$  (plné čáry).

Pokud jde o postranní záření antény, prakticky dosažený ČPZ pro paraboly  $D/\lambda \approx 3$  je často značně kmitočtově závislý vlivem vektorového sčítání záření paraboly a primárního zářiče. ČPZ se často zmenšuje až na  $6$  až  $10$  dB.

Situaci lze samozřejmě zlepšit optimalizací vyzařovacího diagramu primárního zářiče. To je ovšem v širším pásmu často obtížně řešitelný úkol. V určitých mezích lze dosáhnout zlepšení posuvem primárního zářiče mimo ohnisko, samozřejmě v ose symetrie paraboly (optimalizace vektorového součtu záření paraboly a primárního zářiče).

Další nepříznivý činitel, deformující vyzařovací diagram a zhoršující navíc impedanční průběh, vyplývá ze skutečnosti, že část sekundárního záření se vrací zpět do primárního zářiče. Jde u určitých stínících vliv primárního zářiče. Tento jev je tím nepříznivější, čím větší je efektivní plocha primárního zářiče vůči vlastní parabole a čím je zářič umístěn blíže k parabole. Snaha zmenšit první nepříznivý činitel vede k použití co nejednodušších primárních zářičů, ovšem tím i k použití hlubších parabol. Naproti tomu zvětšit vzdálenost mezi zářičem a parabolou je možné pouze zvětšením poměru  $F/D$ , tudíž přechodem na útvary plošší. Obě tendence jsou tedy v zásadním rozporu.

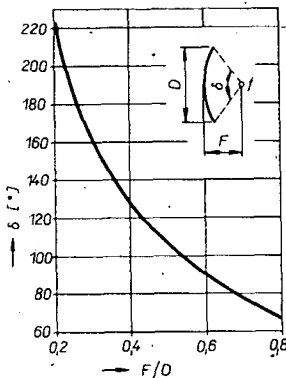
Celkově je zřejmé, že absolutně optimální řešení „problémů malých parabol“ prakticky neexistuje. Vždy to bude záležitost vhodných kompromisů. Vyřešit výše uvedené problémy je možné pouze u větších typů, kdy  $D/\lambda \approx 6$  až  $8$ , tedy u antén, pro něž byla tato soustava původně navržena.

### Návrh reflektoru

Běžná parabola pro UKV ( $D/\lambda \approx 4$ ) má proudové obložení blízké kosinovému s poklesem na okraji  $\Delta l_0 = 6$  až  $10$  dB. Jak vyplývá z předchozího lze předpokládat, že postranní záření nepřekročí ČPZ  $\approx 15$  až  $20$  dB. Pro TV přijímací účely obvykle požadujeme menší postranní paprsky v horizontální rovině vzhledem ke snaze omezit parazitní příjem odražených signálů (duchů). Ve vertikální rovině na vyzařovacím diagramu záleží poněkud méně. Pro horizontální polarizovaný signál je tedy žádoucí, aby se v rovině E proudové obložení ústí paraboly zmenšovalo výrazněji na okraji než v rovině H, v rovině E tedy  $\Delta l_0 = 6$  až  $10$  dB, v rovině H postačí  $\Delta l_0 = 3$  až  $6$  dB.

Průměr paraboly ( $D$ ) volíme podle obr. 100 pro požadovaný zisk ( $G$ ). Samozřejmě s jistou rezervou, neboť graf v obr. 100 je vypočten pro teoretický údaj ČPZ a jeho korigovaný průběh pro „malé“ paraboly je získán experimentálně z poměrně malého počtu případů.

Dalším důležitým parametrem je ohnisková vzdálenost ( $F$ ), tedy hloubka paraboly. Určuje ji úhel ozáření ( $\delta$ ), patrný např. z obr. 99a. Je to úhel, vymezený okrajem paraboly, tedy jejím průměrem  $D$  a ohniskem  $f$  jako vrcholem tohoto úhlu. Parametry  $F$ ,  $D$  jsou vázány vztahem vyneseným graficky v obr. 102. Výchozí veličinou pro určení  $\delta$  – známe-li průměr paraboly – je požadované proudové obložení okrajů paraboly. Obvykle požadujeme (obr. 99c)  $\Delta l_0 = -6$  až  $-10$  dB. Proudové obložení, popř.  $\Delta l_0$  je dáno především dvěma činiteli. V první řadě je to primární vyzařovací diagram, který určuje ozáření paraboly a tím i proudové obložení jejího ústí. Zmenšení  $l_0$  je tedy z tohoto hlediska přímo dáno (např. v dB) poklesem primár-

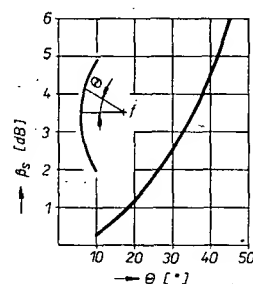


Obr. 102. Úhel ozáření parabolických antén

ního vyzařovacího diagramu pro úhel  $\delta/2$ . Druhým činitelem ovlivňujícím  $l_0$  je tzv. prostorový útlum ( $\beta_0$ ), který se směrem k okrajům paraboly zvětšuje úměrně s  $\theta$  (směr paprsku z obr. 102). Pro okraj paraboly bude tedy  $\beta_0$  dán úhlem  $\theta = \delta/2$ . Závislost  $\beta_0$  na  $\theta$  najdeme v obr. 103. Prostorový útlum lze vysvětlit pomocí optické geometrie na základě zákona o zachování energie. Jde o to, že se plocha odražených paprsků od paraboly směrem k okrajům zvětšuje, zatímco jejich elektromagnetická energie zůstává stejná. Z obr. 103 je zřejmé, že  $\beta_0$  je větší pro hlubší paraboly, např. parabola  $F/D = 0,36$ ,  $\delta \approx 140^\circ$  (podle obr. 101) má prostorový útlum na svém okraji  $\beta_0 \approx 3,4$  dB; zatímco plocha parabola  $F/D = 0,6$ ,  $\delta = 90^\circ$  pouze  $\beta_0 \approx 1,5$  dB.

Z uvedeného je zřejmé, že pokles proudového obložení okrajů paraboly  $\Delta l_0$  je dán zmenšením záření primárního zářiče k okrajům paraboly (úhel  $\delta/2$ ), k němuž přičteme prostorový útlum  $\beta_0$  pro  $\theta = \delta/2$ . Vraťme se však k určení úhlu ozáření  $\delta$ . Z odstavce o problematice „malých“ parabol je zřejmé, že je žádoucí dosáhnout zmenšení obložení okrajů  $\Delta l_0 = -8$  až  $-10$  dB, obzvláště v rovině E, kde jsou požadavky na vyzařovací diagram pro horizontální polarizaci vždy přísnější. Odečteme-li od  $\Delta l_0$  prostorový útlum ( $-1$  až  $-3$  dB), dojdeme k tomu, že primární vyzařovací diagram by měl mít pro okraj paraboly pokles asi  $6$  dB, tj. šířku paprsku  $\Theta_{BE} = \delta$ . Pro plošší paraboly je žádoucí pokles ještě o  $1$  až  $2$  dB větší. To vše se týká především roviny E, kde jsou obvykle požadavky na ČPZ větší, jak již bylo uvedeno. Pro rovinu H postačí šířka paprsku  $\Theta_{BH} = \delta$  (i větší).

Vztah  $\Theta_{BE} = \delta$  určuje tedy především úhel ozáření ( $\delta$ ) a podle obr. 102 pak poměr  $F/D$ . Jeikož  $D$  je dán ziskem (viz obr. 100), jsou mechanické parametry reflektoru určeny. Obvyklé hodnoty  $F/D$  jsou pro hlubší paraboly s menším primárním zářičem (např. dipól s reflektorem)  $F/D = 0,35$  až  $0,4$ . Pro ploché typy se



Obr. 103. Prostorový útlum parabolických antén

směrovějším primárním zářičem, jako např. pro zdvojený dipól s reflektorem, logaritmicko-periodická anténa apod. bývá  $F/D = 0,5$  až  $0,6$ .

Při realizaci anténního reflektoru dojdeme k problému, v jaké mechanické formě ho zhotovit. Homogenní typ z dobře vodivého plechu prakticky nepřichází v úvahu pro velký odpor větru. Zbývá tedy kovová síť, paralelní dráty či trubky. Pro velmi častý případ kovové, galvanicky propojené sítě je možno použít tab. 7b, kde pro určité případy průniku  $P$  (poměr proniklé a dopadající energie) můžeme zvolit vhodnou odpovídající dvojici  $R_v$  a  $\varnothing_v$  (rozteč a průměr vodičů). Údaje v tabulce byly vypočteny pro horní okraj pásu UKV ( $\lambda_h$  pro 60. kanál) podle následující rovnice:

$$P = \frac{1}{1 + \left[ \frac{\lambda_h}{2R_v} \frac{1}{\varnothing_v} \right]^2} \quad (32)$$

Tab. 7b. Průnik kovovou sítí (míry v mm)

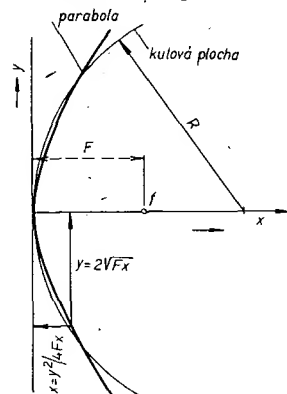
$P = 10 \text{ dB}$		$P = 20 \text{ dB}$		$P = 30 \text{ dB}$	
$R_v$	$\varnothing_v$	$R_v$	$\varnothing_v$	$R_v$	$\varnothing_v$
18	0,197	12	0,759	5	0,5
30	1,265	18	1,952	8	1,235
45	3,72	30	5,0	12	2,358
70	9,37	45	9,312	18	4,15
100	17,358	70	16,89	30	7,87
				45	12,59
				70	20,5

Směrem k nižším kmitočtům se průnik zlepšuje ( $\lambda/2R_v$  se zvětšuje).

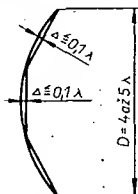
Uvedená tabulka, popř. rovnice platí přibližně i pro síť rovnoběžných vodičů ( $\varnothing_v$ ) s roztečí  $R_v$ , orientovaných ve směru polarizace, přičemž vodiče kolmé na polarizaci mohou mít rozteč větší,  $R_v = 0,3$  až  $0,35 \lambda_h$ .

Přesný tvar paraboly je dán rovnicí  $y^2 = 4Fx$ . Souřadnice jednotlivých bodů zjistíme z této rovnice způsobem patrným z obr. 104.

Dalším realizačním problémem je otázka tvarových tolerancí parabolického reflektoru. Z elektrického hlediska je žádoucí, aby odchylky ( $\Delta$ , obr. 105) od správného tvaru byly v mezích  $\Delta \leq \lambda/16$ . Pro TV IV-V je to asi  $\Delta \approx \pm 2 \text{ cm}$ , což lze dodržet



Obr. 104. Výpočet souřadnic paraboly



Obr. 105. Hranatá parabola

bez větších potíží. Pro ještě přijatelné změny vyzářovacího diagramu lze připustit  $\Delta \leq \lambda/8$ .

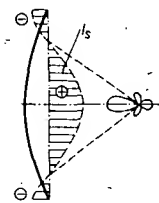
Jak patrně, tolerance nejsou přísné. Tato důležitá skutečnost umožňuje nahradit rotační parabolu útvary jednoduššími, např. podle obr. 105 útvarem hrnatým, vhodným pro použití v pásmu TV IV-V.

Rotační paraboloid – obzvláště plochý typ – lze velmi dobře nahradit též kulovou plochou (obr. 104). Poloměr kulové modifikace  $R > F$ . Rozdíly proti skutečné parabole jsou ještě menší než u hranatého typu. Pro příjem TV IV – V lze tuto modifikaci dobře použít.

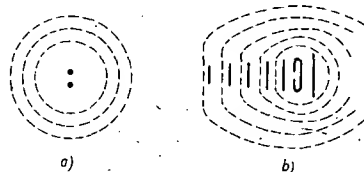
### Primární zářiče

Jsou to vesměs širokopásmové směrové antény s menším ziskem ( $G_d = 8 \text{ dB}$ ). O požadavcích na vyzářovací diagram byla již zmínka; je žádoucí dosáhnout pro rovinu E diagramu šířky  $\Theta_{BE} = \delta$ , pro rovinu H postačí  $\Theta_{BH} = \delta$  příp. i více. Znamená to tedy používat pro méně směrové primární zářiče paraboly hlubší (menší  $F/D$ ), pro směrovější typy paraboly plošší. V žádném případě však nelze směrovost primárního zářiče zvětšovat natolik, aby v rozmezí úhlu ozáření měl primární zářič nulové maximum, v němž se mění fáze skokem o  $180^\circ$  (obr. 106). Vedlo by to k naprostému nežádoucímu proudovému obložení, které redukuje zisk a zvětšuje postranní paprsky.

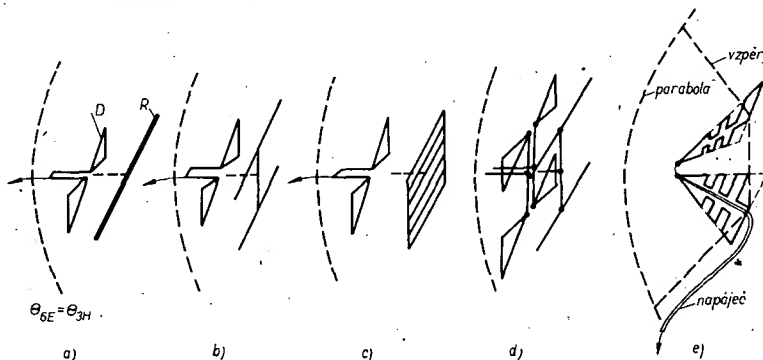
Z fázového hlediska ilustruje situaci obr. 107. Bodový zdroj, popř. málo směrové antény mají vlnoplochy přibližně kulové (obr. 107a), směrovka zploštělá ve směru maxima záření (obr. 107b). Z uvedeného je zřejmé, že pro málo směrové zářiče je vhodný parabolický reflektor,



Obr. 106. Nevhodné ozáření paraboly



Obr. 107. Vlnoplochy elementárního dipólu a směrové antény



Obr. 108. Primární zářiče k parabolám

pro směrovější zářiče konverguje optimální tvar reflektoru k útvarům spíše rovinovým, umístěným těsně před primárním zářičem (anténa „back – fire“).

Nejjednodušším typem primárního zářiče je prostý dipól (v obr. 108a odejmut reflektor). V tom případě bude proudové obložení v rovině E celkem dobré, je však nutné, aby dipól byl kratší než  $0,7$  až  $0,8 \lambda$ , delší dipóly mají příliš úzký vyzářovací diagram. V rovině H, v níž je vyzářovací diagram dipólu kruhový, bude pokles na krajích paraboly dán pouze prostorovým útlumem (obr. 103); zvětšit ho lze pouze zvětšením hloubky paraboly. Pro dipólový zářič je tedy výhodnější hluboký typ paraboly ( $F/D \approx 0,35$ ). I v tomto případě lze však očekávat výskyt značných postranních paprsků v rovině H. Zásadně se však dipól hodí především pro větší antény ( $D/\lambda = 5$  až  $6$ ), aby poměr amplitud záření paraboly a dipólu byl co největší (zmenšení vlivu přímého záření dipólu). Obecně se tento typ zářiče používá dosti zřídka, přestože jeho funkce ve větší parabole je celkem dobrá. Výhodný je impedančně. V širokopásmovém („tlustém“) provedení se připojuje přes balun ke kabelu  $Z_0 = 75 \Omega$ .

Běžný typ primárního zářiče je v obr. 108a. Je to půlvinový dipól (D) s tyčovým reflektorem (R), obvykle v širokopásmovém (tlustém) provedení. Zlepšení v rovině H přináší zvětšení počtu reflektorů (obr. 108b), příp. použití plošného reflektoru (obr. 108c). Téměř rotační vyzářovací diagram má anténa v obr. 108d, vzniklá zdvojením antény z obr. 108a. Tento typ s plochou parabolou je pro účely TV VKV dosti často používán.

Pro širokopásmové účely je velmi výhodným primárním zářičem logaritmicko-periodická anténa (obr. 108e). Její vyzářovací diagram má pro daný účel téměř ideální tvar. Určitou nevýhodou je skutečnost, že aktivní část antény se se zvyšujícím se kmitočtem posouvá směrem k parabole. Tento problém byl vyšetřován na parabolické anténě o průměru  $D = 127 \text{ cm}$  ( $D = 2,6$  až  $26 \lambda$ ,  $F/D = 0,5$  v pásmu 600 až 6000 MHz). Bylo zjištěno, že vliv posuvu elektrického „těžiště“ pro šířku pásma 1:10 není nijak zásadní, zářič tohoto typu lze pro daný účel použít. Jeho parametry byly  $\tau = 0,707$ ,  $\gamma = 60^\circ$ ,  $\psi = 30^\circ$ , byl vyříznut z plechu. Impedanční přizpůsobení bylo zvoleno linkovým transformátorem (viz antény LP). Primární zářič byl napájen zezadu. Výsledky pro šířku pásma, která nás zajímá (600 až 1200 MHz), jsou shrnuty v tab. 8.

V případě aplikace na jiné pásmo stačí  $D$  lineárně přepočítat, např. odpovídající průměr pro 470 až 860 MHz by byl

$$D = \frac{600}{470} = 162 \text{ cm},$$

Tab. 8. Elektrické parametry parabolické antény s logaritmicko-periodickým zářičem

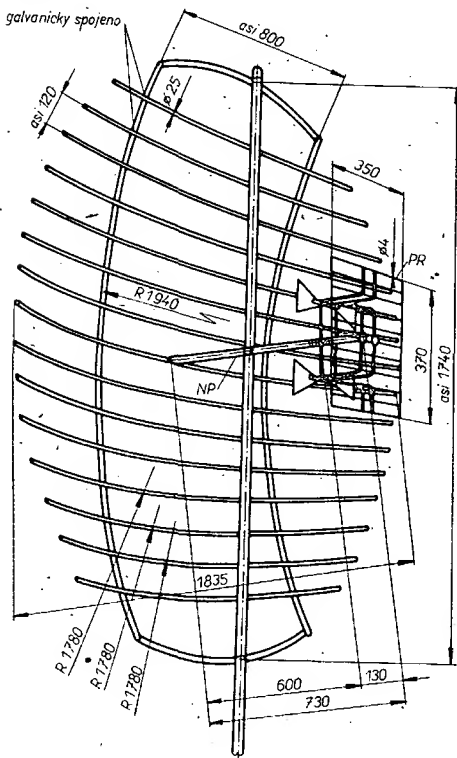
f [MHz]	600	900	1200
$G_d$ [dB]	13 až 14	16	20
ČPZ [dB]	12	15	20
ČZZ [dB]	2,55	3,8	5,1

kmitočtu 470 MHz pak odpovídají parametry z tab. 8 pro 600 MHz, kmitočtu 860 MHz parametry pro 1100 MHz. Zisk přepočtené antény by tedy byl 12 až 19 dB. Při náhradě homogenní paraboly drátěným typem je nutno počítat s určitým zmenšením zisku ( $-0,5$  až  $1$  dB). Při realizaci můžeme samozřejmě k uvedenému zářiči zvolit parabolu jiného průměru.

### Impedanční problémy, způsob napájení

Impedance parabolické antény je dána dvěma činiteli. V první řadě je to vlastní impedance primárního zářiče ve volném prostoru. Snažíme se proto volit primární zářič širokopásmového charakteru, tj. např. antény podle obr. 45 s „tlustými“ zářiči. Mimoto je impedance nepříznivě ovlivňována již zmíněnou skutečností, že část energie vyslaná primárním zářičem směrem k reflektoru se odráží a vrací zpět do primárního zářiče. Jak jsme již uvedli, zlepšení přináší buď relativní zmenšení primárního zářiče, nebo zvětšení vzdálenosti mezi zářičem a parabolou.

Napájet a upevnit primární zářič lze v zásadě dvojím způsobem. V prvním případě je nosná trubka zářiče a jeho napájení umístěno v ose paraboly před primárním zářičem ve směru k parabole, je to tzv. přední napájení (obr. 108a až d). V druhém případě vychází nosná konstrukce a napáječ ze zadní části primárního zářiče v jeho rovině symetrie, kolmo na polarizaci, jde o tzv. zadní napájení (obr. 108e).



Pro účely TV IV. a V. pásma se používá převážně přední napájení ve spojení s primárním zářičem podle obr. 108a–d. Jeho aplikace obr. 108e, tedy pro logaritmicko-periodickou anténu však nevyhovovala. Krátká nosná trubka se vybudila složkami blízkého pole a vyvolávala škodlivé záření a tím i deformace primárního a sekundárního vyzařovacího diagramu, zmenšil se zisk, jednotlivé paprsky byly nesouměrné. Použijeme-li tedy jako primární zářič anténu LP, je výhodnější napájení zadní, které parazitní záření zcela odstraňuje. Nelze vyloučit, že se podobný jev může objevit též u jiného typu zářiče. Parazitní záření popsaného typu lze však vždy bezpečně odstranit zadním napájením primárního zářiče.

Primární zářiče z obr. 108 jsou antény symetricky buzené. Jejich vlastní napájení je téměř vždy vedeno přes symetrizační člen typu „balun“ z obr. 32, popř. jeho varianty, výjimečně obvodem z obr. 27. Tím je zaručena dokonalá symetrie při relativně značné širokopásmovosti. Symetrizační člen umísťujeme pokud možno těsně u primárního zářiče.

Pokud jde o profesionální výrobu antén s parabolickým reflektorem, lze konstatovat, že je celkem mizivá. Důvodů je několik. Předně je to patrně skutečnost, že je dosti obtížné realizovat elektricky dokonalé a přitom levné parabolické zrcadlo, navíc fyzikální rozměry třeba i elektricky „malých“ parabol jsou značné. Dále zůstává stále otevřena otázka základní koncepce, tj. zda použít malý zářič a hlubší zrcadlo, nebo ploché zrcadlo a větší zářič. Rovněž nebyly zatím soustavně řešeny detailní elektrické problémy „malých“ parabol.

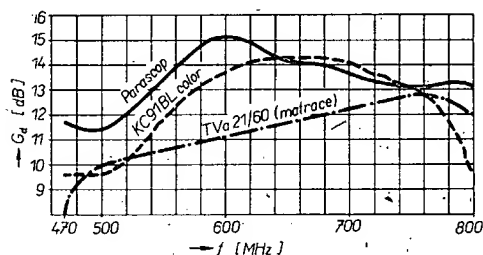
Na obr. 109 je anténa vyráběná v USA pod názvem Parascop. Je to parabola, popř. kulová aproximace o průměru asi  $D = 180$  cm, tj.  $D/\lambda = 3$  na 500 MHz a  $D/\lambda = 4,5$  na 700 MHz s „ohniskovou“ vzdáleností asi  $f = 650$  až  $700$  cm, tedy  $F/D = 0,4$ . Primárním zářičem je zdvojený dipól s reflektorem. Elektrické vlastnosti naměřené v tab. č. 9.

Tab. 9. Elektrické parametry antény „Parascop“ (ČSV  $\neq$  pro celé pásmo)

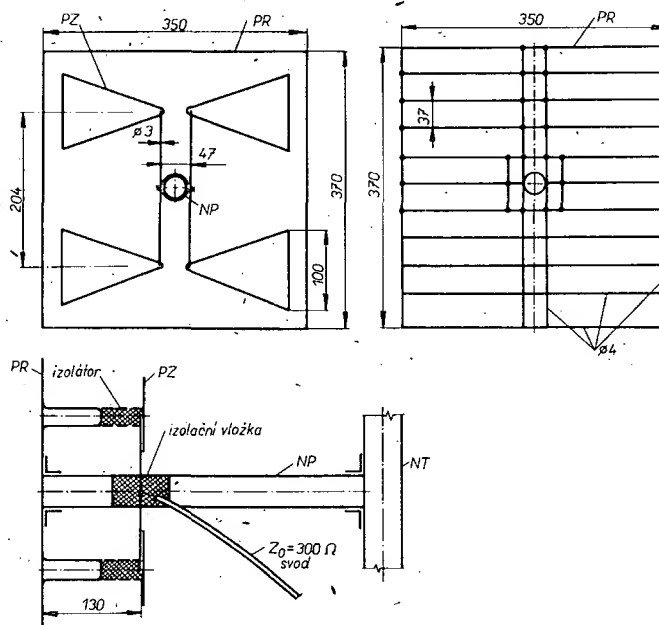
f [MHz]	$\Theta_{3E}$	$\Theta_{3H}$	ČPZ [dB]	ČZZ [dB]	$G_d$ [dB]
470	24,5	25	17,5	11,0	11,7
500	22,5	24,5	19,5	11,00	11,3
550	19	19	14,0	12,5	13,4
600	17,5	20,5	17,2	13,0	15,2
650	16	19,5	16,7	12,0	14,3
700	15	16	13,2	12,0	13,7
750	14	16,5	11,5	9,0	13,1
800	13	16,5	16,0	8,5	13,1

Porovnání zisku s anténami u nás vyráběnými je v obr. 110. Jak patrně, výsledky nejsou zvláštní. Ve většině pásma UKV nejsou o mnoho lepší než u antény KC91 BL – color, na některých kmitočtech jsou dokonce horší, na začátku a na konci pásma mají vlastnosti asi jako mnohem menší „matrace“. Zisk kalkulovaný podle křivky v obr. 100 je mnohem větší. Důvody jsou zřejmé z tab. 9 a z průběhu v obr. 110. V první řadě je to značné postranní a zadní záření ve velkém úhlovém sektoru. Je způsobeno malou hustotou reflektoru (viz tab. 7b). Nerovnoměrnosti v průběhu zisku svědčí o nepřítomnosti dokonalém ozáření reflektoru, jistou roli zde patrně sehrál i stínící účinek rozměrného primárního zářiče.

Experimentální průzkum „malých“ parabol ve VÚST vyzněl v tom smyslu, že poněkud lepších výsledků lze dosáhnout s parabolami hlubšími  $F/D \approx 0,36$  (viz realizační doporučení) a samozřejmě homogennějšími (větší hustota vodičů zrcadla). I zde jsme se nevyhnuli kmitočtové omezenému výskytu postranních paprsků.



Obr. 110. Porovnání zisku antény Parascop s anténami vyráběnými v ČSSR



Obr. 109. Anténa Parascop (PZ ... primární zářič, PR ... primární reflektor)

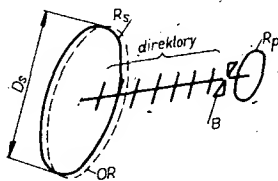
ků, především na dolním okraji pásma ( $D/\lambda$  malé). Zadní záření však bylo vždy menší než 20 dB díky zmíněné větší homogenitě reflektoru. Naproti tomu impedance je pro větší  $F/D$  příznivější, ovšem se stejným zářičem. Pro menší zářič (dipól s reflektorem) by tato nevýhoda patrně odpadla.

Kdo by si chtěl podobnou anténu zhotovit, tomu doporučujeme především zvětšit počet vodičů reflektorů podle zásad uvedených v odstavci o návrhu parabolického reflektoru (tab. 7b). Ideální je použít hustou, dobře prokovenou síť. Tímto způsobem by se mělo zmenšit zadní záření až na  $\text{CZ} \approx 20$  dB a zisk by se měl zvětšit o 1 až 1,5 dB. Další možností je vyhledat optimální polohu primárního zářiče, případně i mimo ohnisko z důvodů již dříve uvedených. Konečně je možné použít jiný zářič, např. anténu LP, nebo menší primární zářič (z odstavce o realizačních pokynech).

### Antény „back – fire“

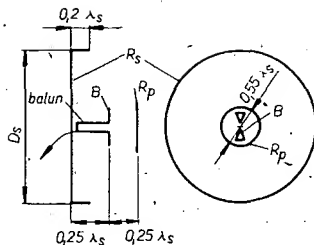
Jde opět o variantu reflektorové antény. Návrh je v obr. 111. Jak patrně, je to směrová anténa s rovinným reflektorem (R) jako sekundárním zářičem. Primárním zářičem je „dlouhá“ Yagiho anténa s širokopásmovým budícím dipólem (B) a rovněž širokopásmovým plošným kruhovým reflektorem  $R_p$ . Je orientována směrem k sekundárnímu reflektoru ( $R_s$ ).

Již při popisu antény s rotační parabolou jsme se zmínili o tom, že se se zvětšujícím se ziskem primárního zářiče zplošťují jeho vlnoplochy (viz obr. 107) ve



Obr. 111. Dlouhá (long) anténa back-fire

směru maxima záření. V našem případě má primární zářič většinou zisk mnohem větší, než zářiče pro rotační paraboly, vytváří tedy ve směru svého maxima téměř rovinné vlnoplochy. Optimální reflektor je za těchto okolností blízký rovinnému, příp. s menší úpravou okrajů (OR). Odražené záření od reflektoru se vrací směrem k primárnímu zářiči a projde opět direktorovou řadou (D) primárního zářiče, která podruhé zvýší zisk antény. Direktorová řada antény je tedy využita dvakrát, tj. její předpokládaný přínos v celkovém zisku je o 3 dB větší než běžný v běžné Yagiho anténě. To je hlavní změna, nebo údajná výhoda daného uspořádání oproti jiným anténám. Značné zklamání však vyvolá porovnání zisku antény „back – fire“ se ziskem rotační paraboly, popř. kruhového ústí s konstantním proudovým obložním, z grafu v obr. 100. Tak např. pro anténu „back – fire“ dlouhou  $4\lambda$  s průměrem sekundárního reflektoru  $D_s = 6\lambda$  je udáván zisk  $G = 21,0$  dB. Z křivek v obr. 100 vyplývá, že i průměrná parabola se stejným průměrem reflektoru dosahuje shodného zisku s podstatně menší kritičností nastavení celé soustavy. Legenda o dvojím využití direktorové řady a „super“ zisku back – fire je tímto jednoduchým srovnáním značně otřesena. Přínos direktorové řady by se patrně projevil pouze u velmi dlouhých antén „back – fire“, a to jen v úzkém pásmu, což vyplývá z úzkopásmového charakteru antén s di-



Obr. 112. Krátká (short) anténa back-fire

rektory vůbec. Navíc direktory pro využití průchodu signálu obojím směrem musí mít všechny shodnou délku, což dále zhoršuje jejich širokopásmovost.

Rovněž impedance nebývají antény s direktory nijak širokopásmové. Navíc přistupuje další nepříznivý činitel – sekundární záření reflektoru se vrací do buzeného prvku, což většinou zhoršuje impedance vlastnosti antény již tak dosti úzkopásmové. Použitelná šířka pásma antény z obr. 111 je údajně asi  $\Delta f = \pm 10\%$ .

Výše uvedené srovnání antény „back – fire“ s rotační parabolou v oblasti zisků do asi 25 dB vychází celkem jednoznačně ve prospěch paraboly. Jedinou zřejmou výhodou „back – fire“ je jednodušší realizovatelnost rovinného reflektoru ve srovnání s reflektorem parabolickým. Ovšem i parabolický reflektor lze zjednodušit např. podle obr. 105, takže i tato poslední výhoda je problematická.

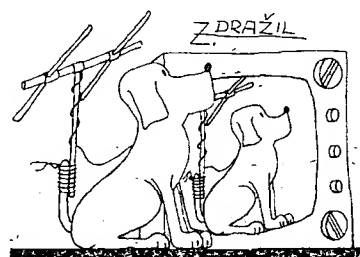
Někdy bývá publikována výše uvedená anténa pod názvem „long back – fire“ (L. B. F.), tj. dlouhá back – fire, na rozdíl od tzv. antény „short back fire“. Anténa S.B.F. je v obr. 112. Kdo si přečetl předchozí odstavce, tomu je jasné, že jde o anténu s upraveným rovinným reflektorem ( $R_s$ ), popř. s velmi nedokonalou modifikovaným rotačně parabolickým reflektorem a jednosměrným zářičem.

Zisk antény je poněkud menší než u skutečné rotační paraboly. Pro průměr zrcadla  $D_s = 2\lambda$  vychází zisk asi  $G_d = 10$  až 11 dB, tj. přibližně tolik jako u hůře ozářené paraboly.

Primárním zářičem je širokopásmový „tlustý“, dipól (B, obr. 112) s rovinným kruhovým reflektorem ( $R_p$ ). Jeho širokopásmovost je mnohem větší než u předchozí antény LBF, což způsobuje relativně dobrou širokopásmovost úplně antény SBF,  $\Delta f = \pm 15$  až 20 %. Lze jej použít i pro rotační parabolu jako typ z obr. 108c.

Anténu lze doporučit pro amatérskou realizaci pro střední zisky ( $G_d = 12$  dB). Další zvětšení zisku naráží na problém kvality ozáření reflektoru. Průběh amplitudy a fáze se příliš vzdaluje od optima. Zvětší reflektor je možné úpravou podle obr. 105, ovšem to se již vracíme k modifikované parabole.

Vidíme, že jednotlivé typy antén s plošným rotačním reflektorem, tj. parabolickým, kulovým a hranatým se vzájemně prolínají. Původní název „parabolická anténa“ je často ponecháván pouze anténám klasického, tj. hlubšího typu ( $F/D = 0,3$  až 0,4), zatímco plošší modifi-



kace se směrovými primárními zářiči se nazývají anténami „back – fire“. Posledně jmenované se zatím prosazují pro účely TV – UHF výrazněji. To však nic nemění na skutečnosti, že i hlubší typy mají své naprosto zřejmé výhody.

### Realizační pokyny

#### Antény s rovinným reflektorem

Vzhledem k rozměrům reflektoru lze tyto antény doporučit pro realizaci především na IV. a V. TV pásmu, výjimečně ve III. TV pásmu. Jsou to antény širokopásmové a jejich vyzářovací diagram se vyznačuje velmi malým zadním zářením. Doporučené typy jsou obdobou vyráběných antén TVb 21/60 a TVa 21/60. Naše realizace umožňuje určité úpravy těchto antén podle specifických požadavků provozu.

Oproti typům vyráběným pro celé UKV pásmo lze zúžením pásma pouze na TV IV, popř. TV V zvětšit poněkud zisk: na nižším u nás provozovaném pásmu (TV IV) asi o 1,5 dB, na vyšším je možno omezit pásmo např. do 800 MHz a tím opět zvětšit zisk asi o 1 dB.

Další možnost úpravy elektrických vlastností spočívá v omezení zadního záření zvětšením homogenity reflektoru, tj. zvětšením počtu, popř. tloušťky jeho vodičů podle tab. 7b, obdobně jako u parabolického reflektoru. Optimální je použít dobře prokovenou síť.

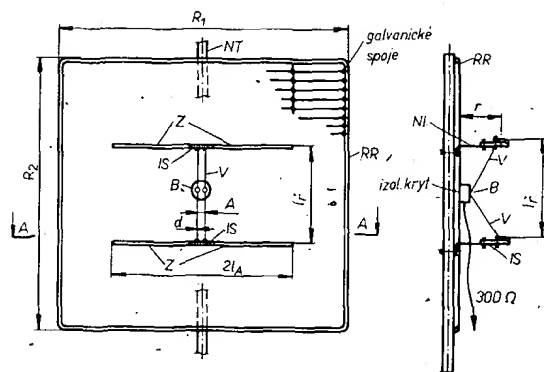
Skica menší antény je v obr. 113 spolu s tabulkou rozměrů jednotlivých variant. Oba zářiče (Z) jsou výraznější z plechu, jejich okraj (10 mm) je po celé délce ohnut (10 mm; z pevnostních důvodů). Jsou neneseny izolátorem (organické sklo, text gumoid), který je v místě připojení spojovacího dvouvodiče odvrácen (otvor C), aby při dešti a znečištění nedocházelo k elektrickým ztrátám.

Oba zářiče, jejichž jmenovitá impedance je  $Z_{AN1} = 600 \Omega$ , jsou spojeny vedením o charakteristické impedanci  $Z_0 = 600 \Omega$  ( $A/d = 60$  až 70,  $A = 40$  mm), tedy např.  $d = 0,5$  mm,  $A = 30$  mm. Paralelním spojením obou částí v místě buzení (B) dostaneme jmenovitou impedanci úplně antény  $Z_{AN} = 300 \Omega$ , vhodnou pro připojení dvouvodiče nebo souosého kabelu přes obvyklý symetizační – transformační obvod.

Reflektor může být pouze rovinný, zahnuté okraje u antén TVa 21/60 nemají praktický význam. Anténu konstruujeme podle zásad v odstavci o parabolických reflektorech, především berejme v úvahu tab. 8. V případě, že chceme co nejvýhodnější CZZ, je možno rozměry  $R_1$ ,  $R_2$  zvětšit asi o 10 až 20 %.

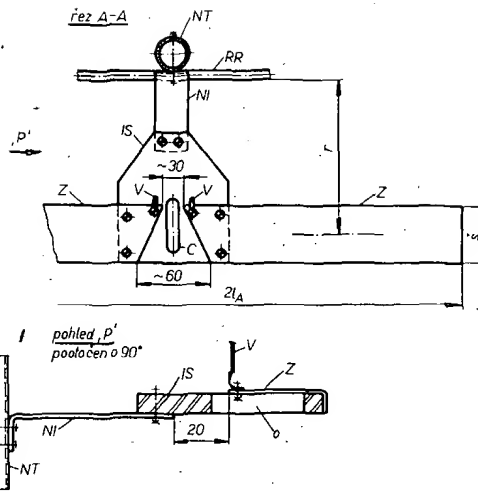
Čtyřprvková anténa – obdoba TVa 21/60 – je v obr. 114 včetně tabulky s rozměry. Na rozdíl od předchozího typu má snítka 4 dipóly, tentokrát poněkud štihlejší, neboť jejich jmenovitá impedance je  $Z_{AN1} = 1200 \Omega$ . Konstrukčně jsou podobné. Spojovací vedení má tentokrát menší impedanci než  $Z_{AN1}$ , neboť realizovat vedení o charakteristické impedanci  $Z_0 = 600 \Omega$  je velmi obtížné. Spolehná se zde na skutečnost, že délka spojovacího vedení je pro střední kmitočty přibližně  $\lambda/2$ , tj. jak jsme již dříve uvedli, netransformuje impedance. Ovšem tato vlastnost je kmitočtově omezena. Spojovací vedení má v tomto případě poměr  $A/d = 60$  až 70, tedy např.  $A = 30$  mm,  $d = 0,5$  mm.

Pokud jde o ostatní části antény, jsou konstruovány obdobně jako v předcho-

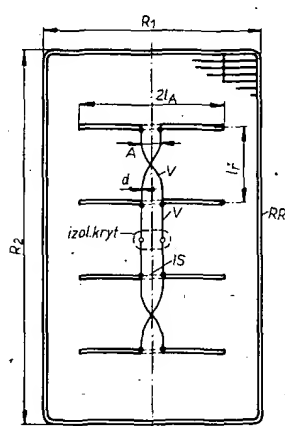


$\Delta f$	$R_1$	$R_2$	$l_A$	$r$	$s$	$b$
TV III	1400	1400	680	345	60	680
TV IV	760	730	250	128	20	250
TV IV-V	600	575	200	100	20	200

míry v mm, TV IV-V do 800 MHz



Obr. 113. Dvouprvková anténa a rovinným reflektorem



$\Delta f$	$R_1$	$R_2$	$l_A$	$r$	$s$	$b$
TV III	1400	2600	680	345	30	680
TV IV	760	1270	250	128	10	250
TV IV-V	600	1000	200	100	10	200

míry v mm, TV IV-V do 800 MHz

Obr. 114. Čtyřprvková anténa s rovinným reflektorem

zim případě. Podobně je možno zvětšovat homogenitu a rozměry reflektoru ve snaze zvětšit ČZZ. Reflektor opět postačí pouze rovinný.

#### Parabolické antény

Náš návrh se přidružuje klasického typu parabolických antén, tj. používáme hlubší typ reflektoru ( $F/D \approx 0,4$ ) a „malý“ primární zářič. Hlavními důvody jsou menší stínící účinek primárního zářiče, jehož efektivní plocha je téměř poloviční proti zářiči dříve uvedené antény „Parascope“, dále větší prostorový útlum a menší ozáření okrajů.

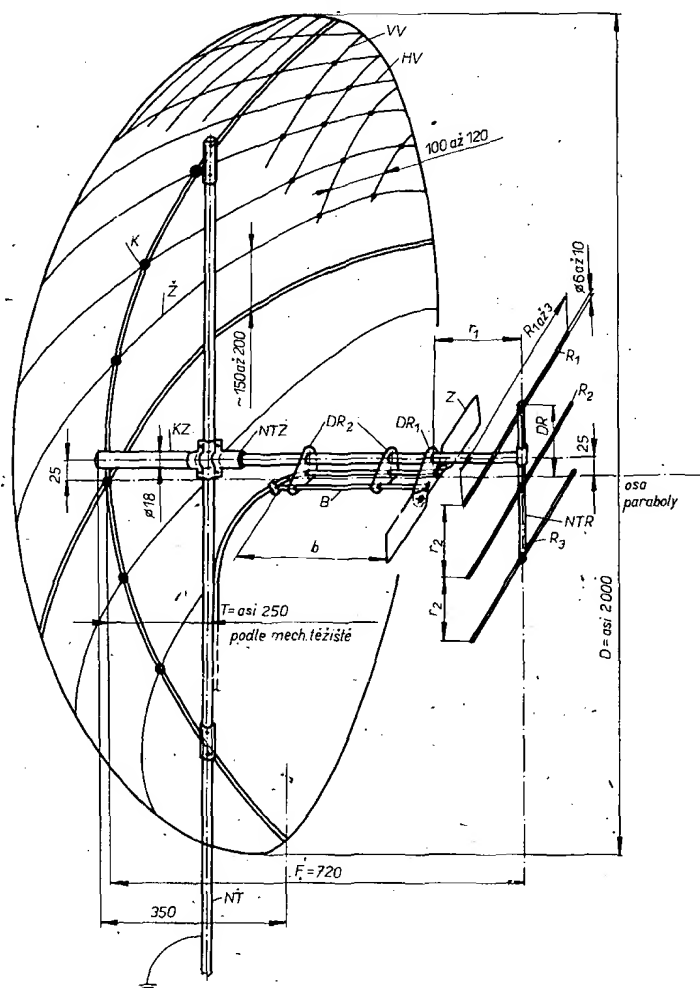
Náčrtek antény je na obr. 115. Parabolické zrcadlo má  $F/D = 0,36$ , průměr volíme  $D \approx 3\lambda$ , tedy pro IV. a V. TV pásmo  $D \approx 190$  cm. Z mechanických důvodů se omezíme na parabolu s  $D = 2000$  mm,

tedy  $F = 0,36D = 720$  mm. Samozřejmě iniciativě se meze nekladou, průměr je dán mechanickou zručností realizátora, zisk se zvětšuje s průměrem podle křivky v obr. 100. Lze předpokládat, že amatérsky lze realizovat typy s  $D = 2500$  až  $3000$  mm.

Na obr. 115 je jedna z konstrukčních variant. Základem je kostra svařená ze dvou tenkostěnných zkřížených trubek (K), doplněná tenčí obvodovou trubkou.

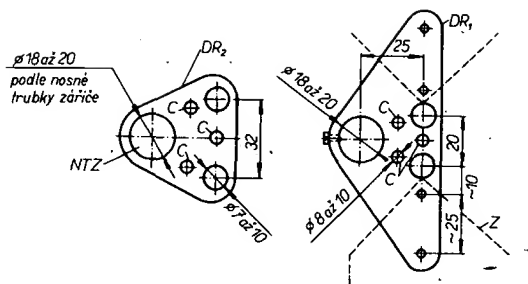
Tato nosná kostra je vyplněná pomocnými lehkými vodorovnými žebry (Ž), je-

jichž hlavním úkolem je zajistit detailní tvar paraboly, zároveň však tvoří též část vodivého výpletu. Hustota výpletu ve směru polarizace (HV) je dána tab. 7b, obvykle volíme  $P \approx 20$  dB. Pro výplet kolmo na polarizaci (VV) stačí menší hustota (vzdálenost vodičů 100 až 120 mm). V místech křížení výpletu musí být vodiče vodivě spojeny, nejlépe propájeny. Ideálním výpletem je dostatečně hustá, prokovená síť, továrně vyrobená. V tom případě odpadají horizontální žebra (Ž), ale je nutno zvětšit počet radiálních tyčí kostry



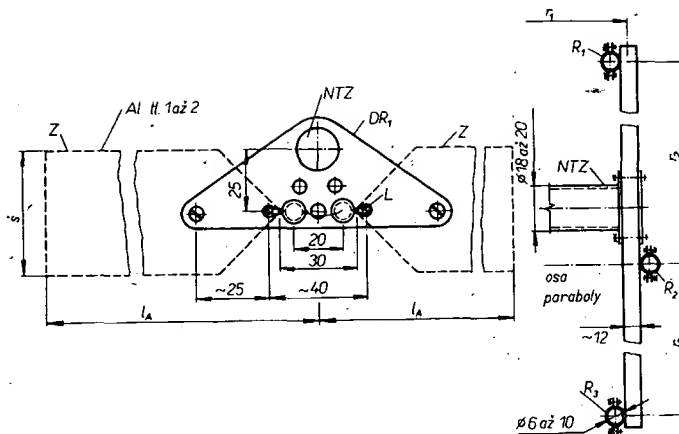
Obr. 115. Anténa s parabolickým reflektorem





TV pásmo	$f_a$	$\delta$	$R_{1-3}$	$r_2$	$r_1$	$b$
IV.	120	60	340	120	160	130
IV.-V.	115	60	320	100	120	100
V.	100	50	275	85	120	105
skupina kanálů	$0,2\lambda_{\text{eff}}$	$40(50)$	$0,55\lambda_{\text{eff}}$	$0,2\lambda_{\text{eff}}$	$0,25\lambda_{\text{eff}}$	$0,24\lambda_{\text{eff}}$

míry v mm



Obr. 116. Primární zářič a tabulka rozměrů

(K) minimálně na dvojnásobek tak, aby odchylky od skutečné paraboly nepřesáhly povolené tolerance, o nichž byla již dříve řeč. Výplet je vždy zakončen galvanickým spojením s obvodovým rámem.

Přesný tvar reflektoru je dán především tvarem kostry, popř. pomocných žebër. Příslušné kóty vypočteme podle rovnic v obr. 104.

Nosnou konstrukci reflektoru tvoří trubka KZ, přivařená k svislé trubce kostry paraboly, asi 25 mm nad její osou, čímž se vyrovná rozdíl os primárního zářiče a jeho nosné konstrukce. Do této trubky je zastrčena nosná trubka primárního zářiče (NTZ). Základní svislá nosná trubka NT je spojena galvanicky, např. příchýtkami s kóstrou antény (K, KZ).

Komu se líbí konstrukce antény Paraskop, může ji samozřejmě použít, ovšem s podstatně větší hustotou reflektorových tyčí. Jejich rozteče jsou dány opět tab. 7b.

Primárním zářičem bývá širokopásmový dipól s 2 až 3 reflektory nebo plošným reflektorem. Pro větší typy parabol ( $D = 3$  až 5λ) postačí dipól s jedním reflektorem. Náčrt primárního zářiče se 3 reflektory je v obr. 115, 116 spolu s rozměry pro pásmo TV IV až V, popř. pouze pro pásmo V. Dipólem je plochý „tlustý“ zářič (Z), zhotovený z hliníkového plechu tloušťky asi 1 až 2 mm, který je v místě buzení klínovitě přistřížen (zmenší se tím kapacita čel). Je připevněn asi 2 šrouby k izolátoru DR1, zhotovenému nejlépe z organického skla, nebo jiného kvalitního izolantu. Ke zmenšení kapacity a vlivu navláhání je vhodné izolátor odvrátit (otvory C obr. 116). DR1 je připevněn k nosné tyči (NTZ), která nese úplný primární zářič.

Dipól je ke kabelu 75 Ω připojen balunem (obr. 117) se zlepšenou symetrií, popsaným již dříve (obr. 33). Jeho zkrat (ZK), příp. i místo ukončení kabelu v DR1 je vhodné zakapat nebo natřít izolačním materiálem. Zářič a stínění vodičů tvořících balun je možno spojit pájecími očky (L – obr. 117).

Reflektor je v obr. 115 naznačen jako tříprvkový ( $R_1$  až  $R_3$ ), je však možno ověřit zmenšení počtu reflektorů na dva s roztečí  $r_2$  (obr. 115), případně i na pouhý jeden reflektor. V naznačeném případě jsou reflektory upevněny na nosné trubce NTR vždy tak, že krajní reflektory ( $R_1$ ,  $R_3$ )

přidržíje příchýtky na přivrácené straně NTR, střední reflektor na straně odvrácené od dipólu (obr. 116). NTZ, NTR a  $R_{1-3}$  mohou být spojeny příchýtkami, obvyklými např. u Yagiho antén (viz dále). Totéž platí o spojení NTZ s nosnou trubkou celé soustavy INT a svařovanou kóstrou antény (K).

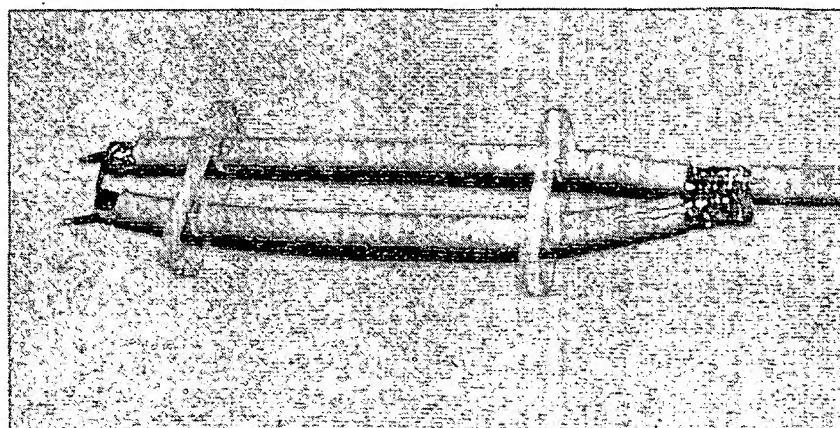
Při upevňování primárního zářiče je nutno umístit dipól (Z) a střed reflektorové soustavy do osy paraboly.

Svod tak kvalitní antény musí být samozřejmě co nejkratší, aby jeho útlum nezměňoval příliš zisk antény. Při delším svodu je nutno poblíž zářiče umístit zesilovač.

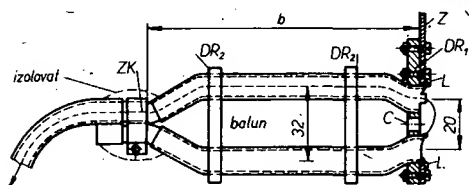
V obr. 115 je primární zářič připojen k nesymetrickému kabelu 75 Ω. přes balun. Je však možná i jiná varianta s dvou vodičem 300 Ω. Místo balunu lze připojit k dipólu transformační – symetizační obvod podle obr. 27, 29 na organickém sklu, tentokrát ve funkci pouhého impedančního transformátoru. Stranu se 75 Ω (původně nesymetrický vstup) připojíme k dipólu, stranu 300 Ω (symetrickou) spojíme s napájecím, tentokrát dvou vodičem 300 Ω. Je ovšem nutno si uvědomit nevýhody dvou vodiče, tj. možnost parazitního příjmu a zvětšený útlum za deště. Pro kvalitní anténu nelze svod 300 Ω obecně doporučit.

Pokud jde o umístění primárního zářiče, je v obr. 115 dáno kótu  $F = 720$  mm, což je ohnisková vzdálenost paraboly. Při provozu v užším pásmu je však možná určitá experimentální optimalizace menší změnou polohy primárního zářiče vůči parabole.

Než ukončíme stať o realizaci této poměrně rozměrné antény, je nutno upozornit na skutečnost, týkající se provozu všech těchto a podobných antén. Je třeba, aby elektromagnetické pole TV signálu v prostoru antény bylo co nejhomogennější. V podezřelých případech lze pole indikovat malou anténou, např. dipólem s balunem z níže uvedeného primárního zářiče, připojenou k televizoru, který je vybaven S-metrem. Je žádoucí, aby odchylka pole  $\approx \pm 1$  dB. Při větších odchylkách může anténa selhat. Jestliže již nehomogenita pole v místě předpokládaného umístění antény existuje a máme-li zjištěn tvar maximálního pole, je nutno volit anténu takového typu a tvaru, aby v tomto poli byla umístěna pokud možno celá. Nehomogenita pole je běžná nad vodivou střechou, v blízkosti kovových vodičů, železobetonových přístavků apod. Nehomogenita pole bývá jedním z nejčastějších důvodů „nevysvětlitelného“ chování (neodpovídající zisk a tvar vyzářovacího diagramu) „ziskových“ antén.



Obr. 117. Balun primárního zářiče



# KOSOŮTVEREČNÁ ANTÉNA PRO IV. A V. TV PÁSMO

**P. Bubeníček**

V článku je uveden návod ke stavbě patrové kosočtverečné antény, vhodné pro dálkový příjem televize ve IV. a V. pásmu. Tento druh antény se v uvedených pásmech používá málo, přestože lze s ním při minimálních stavebních i materiálových nárocích dosáhnout velkého zisku a směrovosti. Podmínkou dobré funkce antény je však dostatečná homogenita pole přijímaného signálu.

## Základní parametry

Rozsah: 21. až 60. televizní kanál.  
Zisk: 14 až 18 dB.  
Výzařovací úhel horizontální: 13,5 až 8°.  
vertikální: 28 až 13°.  
Impedance: 280 Ω.  
Rozměry: 5000 × 2000 × 1600 mm.

## Geometrické uspořádání antény

Třípohledový rozměrový náčrtek antény je na obr. 1. Anténa je složena ze dvou stejných částí, umístěných nad sebou a elektricky spolu propojených souměrným vedením. Napáječ je připojen k souměrnému vedení uprostřed vzdálenosti mezi oběma patry. Vstupní impedance každého patra je asi 550 Ω, celková impedance je poloviční. Elektrická délka ramen kosočtverců pro 21. až 60. kanál je 4,1 až 6,9 λ, úhel rozevření ramen je 43°. Každé rameno je tvořeno dvěma vodiči, které se ve směru ke kratší úhlopříčce rozbíhají. V tomto uspořádání má anténa maximální zisk na 760 MHz. Bližší údaje a podrobnosti k návrhu těchto antén jsou v [1], [2], [3].

## Konstrukce a stavba antény

Konstrukční provedení je patrné z celkového pohledu na obr. 2 a obr. 3. Střední nosná část antény je z trubek, nosná ráhna jsou dřevěná. Ráhna jsou proti průhybům zajištěna silonovými vlasci. Antenní vodiče jsou ke konstrukci izolované příchyceny silonovými oky a kroužky. Nosný stožár prochází středem antény (obr. 3, 4, 5, 6, 8 a 9 jsou na 4. str. obálky).

Popis jednotlivých dílů (obr. 16), rozměry v mm

- 1 – nosná konstrukce – svařeno z ocelových trubek o  $\varnothing 25 \times 1$  a  $\varnothing 60 \times 2,5$ , k objímkám jsou přivařeny matice M8, celek je natřen antikoročním nátěrem,
- 2 – zadní ráhno,
- 3 – přední ráhno,
- 4 – zadní rozpěrka – nosníky o průřezu  $25 \times 20$  z měkkého dřeva, po zhotovení jsou napuštěny vhodnou impregnací (fermez, lak na loď atd.),
- 5 – boční ráhno – nosník o průřezu  $20 \times 15$  z měkkého dřeva, impregnováno,
- 6 – boční rozpěrka – nosník o průřezu  $15 \times 15$  z měkkého dřeva, impregnováno,
- 7 – napínák – pérový ocelový drát  $\varnothing 4$ , povrchová úprava – zinek,
- 8 – kolík – duralová kulatina  $\varnothing 4$ ,
- 9 – zátky – ze silonové kulatiny o  $\varnothing 30$ ;

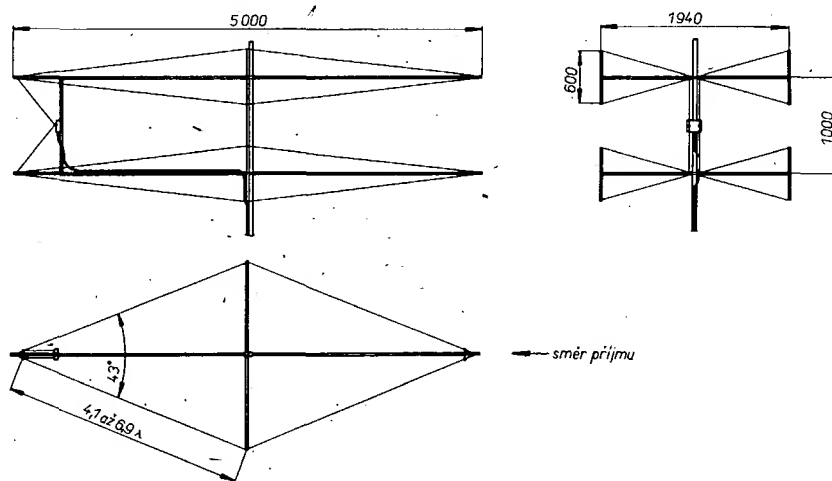
- 10 – rozpěrka – duralová kulatina o  $\varnothing 6$ , hrany děr zaoblit,
- 11 – antenní vodiče – holé měděné nebo bronzové dráty o  $\varnothing 1,2$  až  $1,3$ , oka na koncích a zkroucené části propájeny, detailní pohled je na obr. 4 a obr. 5;
- 12 – propojovací vedení – holé měděné vodiče o  $\varnothing 1,1$ , rozteč 50 mm,
- 13 – antenní krabice – vhodné provedení je nejlépe zvolit individuálně podle použitého předzesilovače,
- 14 – svod,
- 15 – zakončovací odpor – u popísané antény byly použity odpory TR 152, 270 Ω (dva v sérii), jinak možno použít jakýkoli, bezindukční odpor 540 až 560 Ω,
- 16 – podélné výtuchy – silonový vlasec o  $\varnothing 1,2$ , v horní části alespoň ztrojený, detail uchycení k ráhnu je na obr. 6, detail ukotvení k nosné konstrukci 1 je na obr. 7 (str. 236); podélně lze anténu vyztužit i dráty nebo lany;
- 17 – příčné výtuchy – silonový vlasec o  $\varnothing 1,2$  (zde nelze použít elektricky vodivý materiál),
- 18 – izolační příchytka – silonový vlasec o  $\varnothing 1,2$  se středními úzly (obr. 8), délku vlasec po provléknutí oky antenních vodičů nastavit

tak, aby po jejich napnutí ná nosnou konstrukci byla dodržena vzdálenost ok dle obr. 10,

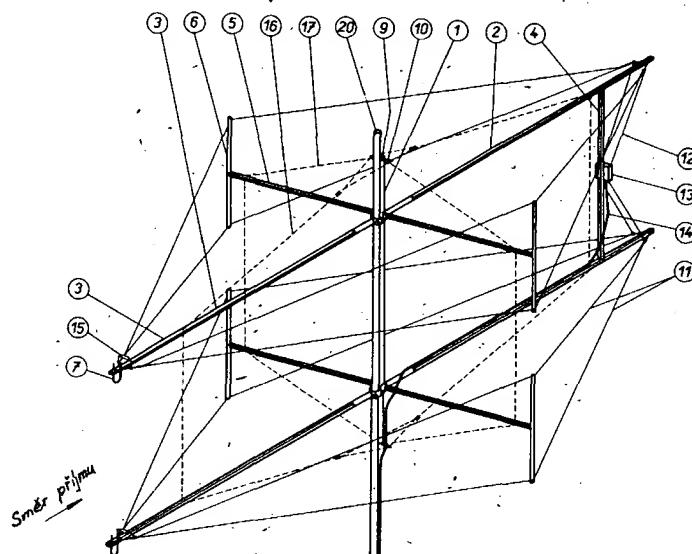
- 19 – izolační kroužky – kroužky na záclony o vnitřním  $\varnothing 20$  (Domácí potřeby), k antenním vodičům jsou připevněny přesně uprostřed jejich délky ovnutím měděným drátem o  $\varnothing 1,2$  (viz obr. 9),
- 20 – nosný stožár – při použitých objímkách antény může být průměr trubky stožáru max. 54 mm.

## Sestava antény

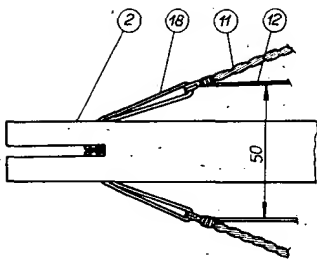
Pro snazší montáž antény je vhodné zhotovit si pomocný stojánek, ke kterému se nosná konstrukce 1 připevní stejným způsobem jako k budoucímu antennímu stožáru. Pohled na sestavenou anténu je na obr. 2 a obr. 3. Před upevněním nosné konstrukce 1 ke stojánku se do svislé trubky narazí zespodu a shora zátky 9 s nasunutými kolíky 10. Pak se nosná část 1 upevní ke stojánku. Do vodorovných trubek se nasunou ráhna 2 a 3 a boční ráhna 5, která se pojmou proti vypadnutí šrouby M4. Mezi zadní ráhna 2 se pomocí kolíků 8 připevní rozpěrka 4. Pak se vyztuží konstrukce silonovými vlasci 17 u bočních ráhna a silonem nebo drátem 16 u podélných ráhna. Detail uchycení výtuh k nosné konstrukci 1 je na obr. 7,



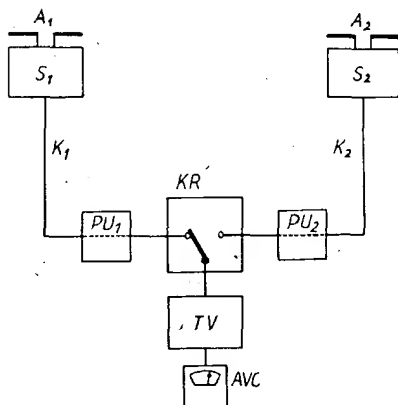
Obr. 1. Rozměrový náčrtek



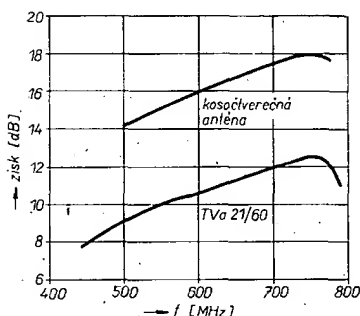
Obr. 2. Celkový pohled na anténu



Obr. 10. Rozměrový náčrtek přichytek anténních vodičů

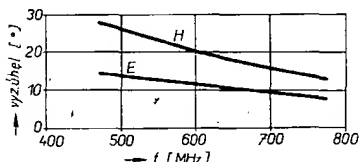


Obr. 11.



Obr. 12. Průběh zisku

detail uchycení k ráhnu je na obr. 6. Na přesnosti provedení výztuh závisí konečná přesnost celkové geometrie antény, proto se vyplácí věnovat této práci větší pozornost. K bočním ráhnu 5 se pak kolíky 8 přichytí rozpěrky 6, do předních ráhén 3 se nasunou napínáky 7. Na konstrukci se napnou anténní vodiče 11 s připravenými přichytkami 18 a 19 (obr. 8 a obr. 9). K napnutým anténním vodičům se podle obr. 4 a obr. 5 připevní ovinutím tenkým drátkem souměrné propojovací vedení 12 na zadním konci a zakončovací odpory 15 na předním konci. Tyto spoje lze opatrně propájet po opětném uvolnění anténních vodičů, aby se nepřetavily silonové vlasce 18. Před montáží zakončova-



Obr. 13. Kmitočtová závislost šířky hlavního paprsku v rovinách H a E

cích odporů je vhodné přes ně navléknout polyethylenové trubičky a zalit např. Resistinem. Stejným způsobem je vhodné chránit i další části antény, které by mohly korodovat, případně i silonové vlasce (vlivem slunečního záření silon poměrně rychle degraduje a ztrácí pevnost).

**Upozornění.** Při instalaci antény je nutno dbát bezpečnostních předpisů a to zejména z hlediska ochrany před přímým úderem blesku a před atmosférickým přepětím – viz ČSN 3428 20 a ČSN 3413 90.

### Měření zisku antény

Zisk kosočtverečné antény byl měřen porovnáním se známým průběhem zisku antény typu TVa 21/60 (matrace). Jako měřicí signál byl použit signál televizních vysílačů. K vyhodnocení přijímaného signálu byl použit televizor s vyvedeným ukazatelem AVC.

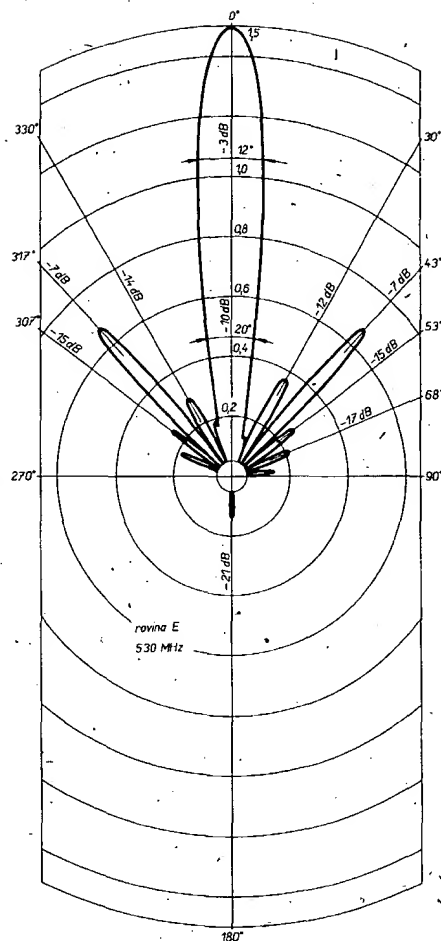
Postup měření (blokové schéma na obr. 11):

- Na střeše ve vzdálenosti asi 7 m od sebe byly umístěny ve stejné výšce antény A1 a A2 (obě typu TVa 21/60) se symetrizačními členy S1 a S2 a souosými svody K1 a K2. Antény byly orientovány tak, aby jejich spojnice byla pokud možno kolmá ke směru televizního vysílače, jehož signál byl použit k měření. Přes přepínatelné útlumy PU1 a PU2 (Rohde & Schwarz 0 až 2000 MHz) a přes koaxiální relé KR byl signál veden do televizoru TV s vyvedeným AVC.
- Podle údaje ukazatele AVC byly obě antény A1 a A2 postupně nasměrovány na maximální signál zvoleného TV vysílače. Přepínatelným útlumem PU1 a PU2 byly vyrovnány případné rozdíly údaje AVC.
- Pak byla anténa A1 odmontována a na její místo do stejné výšky byla umístěna kosočtverečná anténa. Opět byla nasměrována na maximální signál zvoleného vysílače a pomocí útlumu PU1 byl údaj ukazatele AVC opět vyrovnán na stejné AVC jako u A2.
- Rozdíl v nastaveném útlumu při měření podle bodu c a podle bodu b pak přímo odpovídá zisku obou antén na daném kmitočtu.

Stejným způsobem lze měřit zisk i na ostatních kmitočtech.

Aby chyba měření byla co nejmenší, je vhodné zkrátit co nejvíce dobu nutnou na výměnu antén (bod c). Při delších časových intervalech se může relativně změnit síla pole v místech antén A1 a A2.

Výsledky měření zisku jsou v grafu na obr. 12, kde je současně uveden i průběh zisku antény TVa 21/60, použité jako referenční.



Obr. 14. Horizontální vyzařovací diagram při 530 MHz

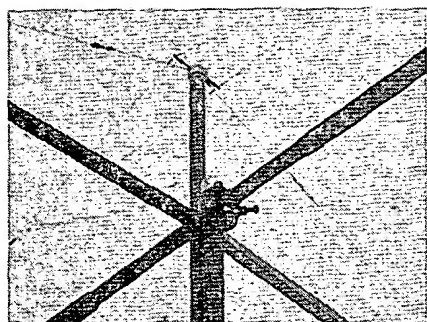
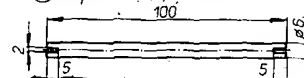
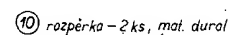
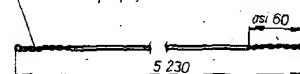
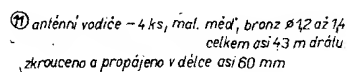
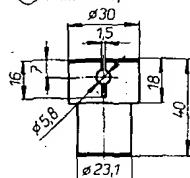
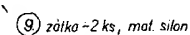
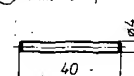
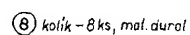
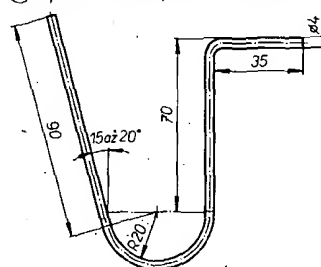
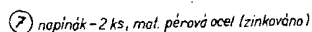
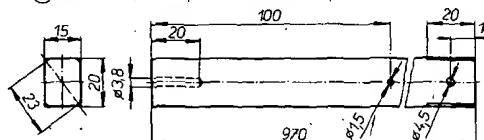
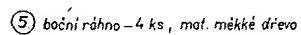
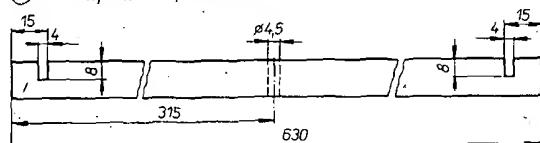
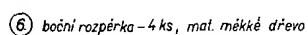
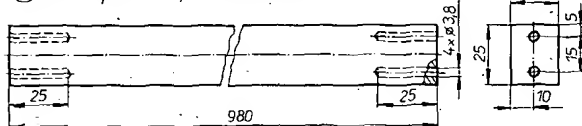
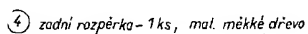
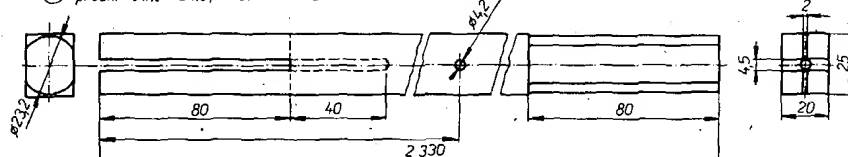
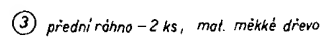
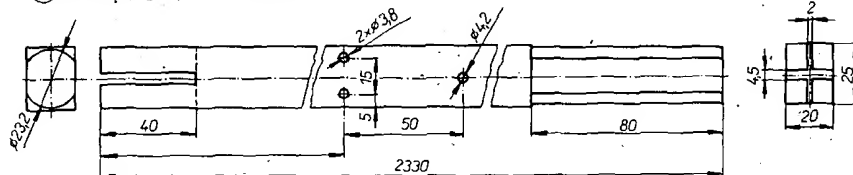
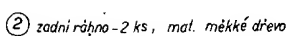
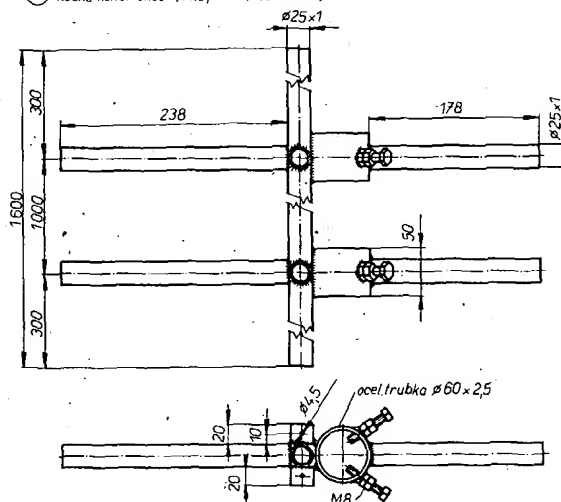
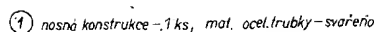
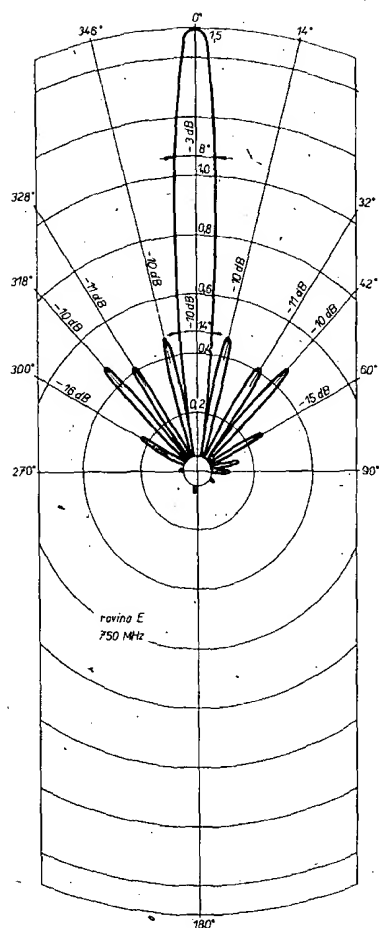
### Měření horizontálního vyzařovacího diagramu

Pro měření vyzařovacího diagramu je nutný otočný anténní stožár s možností číst jeho polohu ve stupních. Jako měřicí signál byl použit opět signál televizních vysílačů. Ukazatel AVC byl přepínatelným útlumovým článkem oceňován v dB. Čtením údajů na ukazateli AVC současně s otáčením antény a zjišťováním její polohy je možno změřit všechny parametry, nutné pro sestavení vyzařovacího diagramu.

Vlastnosti antény byly změřeny podobně i na anténním pracovišti ve VÚST s prakticky shodnými výsledky. Kromě měření v horizontální rovině byly ve VÚST změřeny orientačně i vyzařovací charakteristiky ve vertikální rovině. Výsledky všech měření jsou shrnuty v diagramech na obr. 13, 14 a 15.

### Literatura

- [1] Harper, A. E.: Rhombic antenna Design. D. Van Nostrand Company: New York 1941.
- [2] Triolo, F. J.: A novel antenna for mobile radio relay operation in the UHF range. IRE National Convention Record, březen 24–27, 1958.
- [3] Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook.



Obr. 7. Detail provedení středu antény

Obr. 16. Jednotlivé díly antény z obr. 2 (viz též 4. strana obálky)

# ZAJÍMAVÉ INTEGROVANÉ OBVODY

IO CA3089E, CA3090AQ, CA758

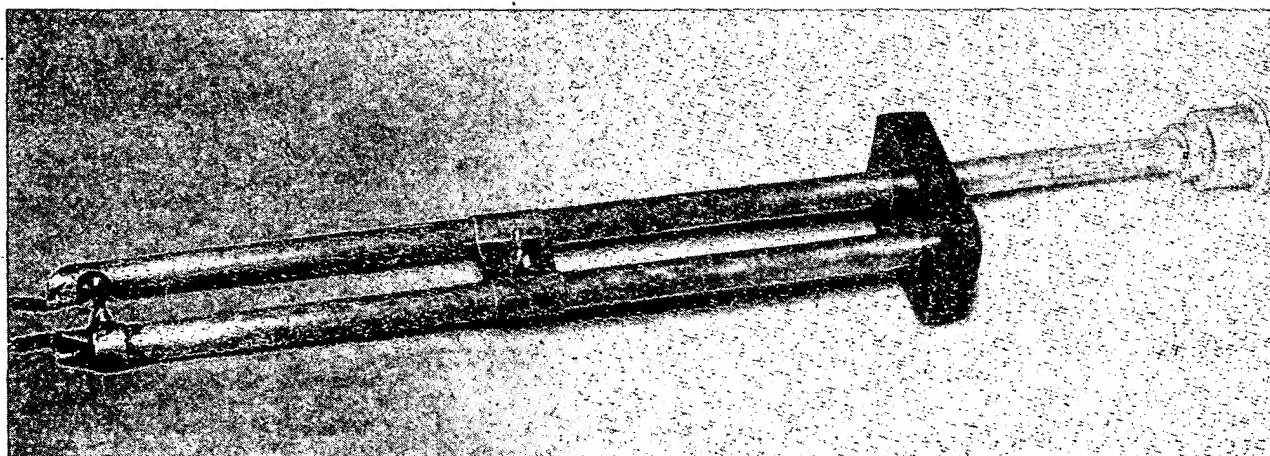
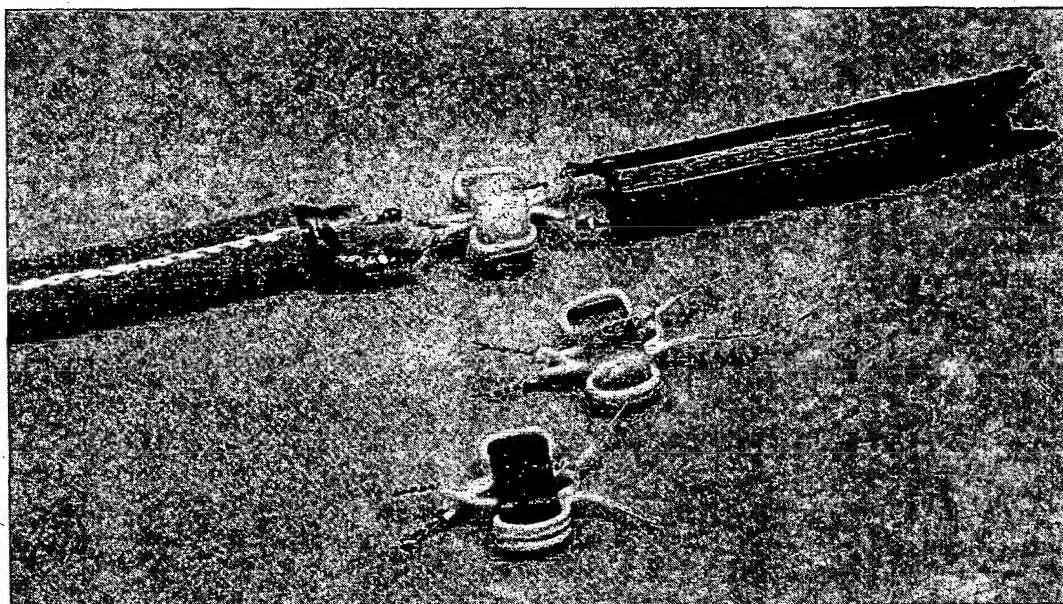
V posledních letech se značně zvětšil zájem o stavbu přijímačů pro VKV, zejména po uveřejnění několika podrobných návodů na stavbu jakostních vstupních jednotek plynule laditelných v obou pásmech VKV (CCIR i OIRT). Tyto návody se objevily např. v AR 7/74, RK6/75 nebo AR A2/77. Stavbu celého přijímače lze značně zjednodušit použitím integrovaného obvodu na místě mf zesilovače a stereofonního dekodéru. Zapojení obou těchto dílů se pak zredukuje na několik pasivních součástek a vhodný integrovaný obvod. Jako mf zesilovač se pro velmi dobré vlastnosti a jednoduché zapojení značně rozšířil mezi amatéry obvod TBA120 a TBA120S a jako stereofonní dekodér obvod MC1310P. Posledně jmenovaný obvod byl podrobně popsán v AR A5/77 a A6/77.

První úplný obvod, obsahující mf zesilovač a pomocné obvody, je CA3089E, vyráběný firmou RCA. Blokové schéma tohoto obvodu, který je doporučován pro zařízení třídy hi-fi, je na obr. 1. Kromě několikastupňového mf zesilovače, koincidenčního detektoru a mf zesilovače, obsahuje ještě obvod pro měření úrovně signálu (S-metr), obvod tichého ladění, samostatný výstup napětí pro AFC, oddělený zesilovačem a výstup napětí pro AVC. Napětí, indukujícího úroveň signálu (vývod 13), lze využít i pro zapínání stereofonního dekodéru v závislosti na vstupním signálu.

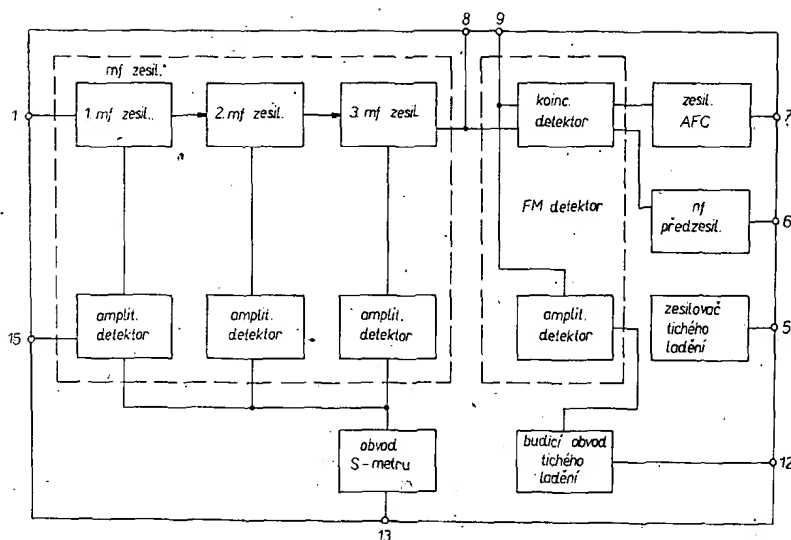
Parametry obvodu jsou v tab. 1 a 2, schéma zapojení pak na obr. 2. Potenciometrem P1 se nastavuje citlivost spínání tichého ladění. Pokud se mezi vývody 9 a 10 zapojí dvojitý laděný obvod podle

obr. 3, celkové harmonické zkreslení se několikanásobně zmenší, jak vyplývá z tab. 2. Činitel vazby mezi rezonančními obvody má být asi 70 %. Závislost napětí pro S-metr (vývod 13) a napětí pro AVC (vývod 15) na vstupním signálu je znázorněna na obr. 4. Účinek obvodu tichého ladění je zřejmý z obr. 5. Znázorněný průběh platí pro nastavení P1 na maximum. Průběh proudu vývodem 7 (výstup AFC) v závislosti na rozladění je na obr. 6.

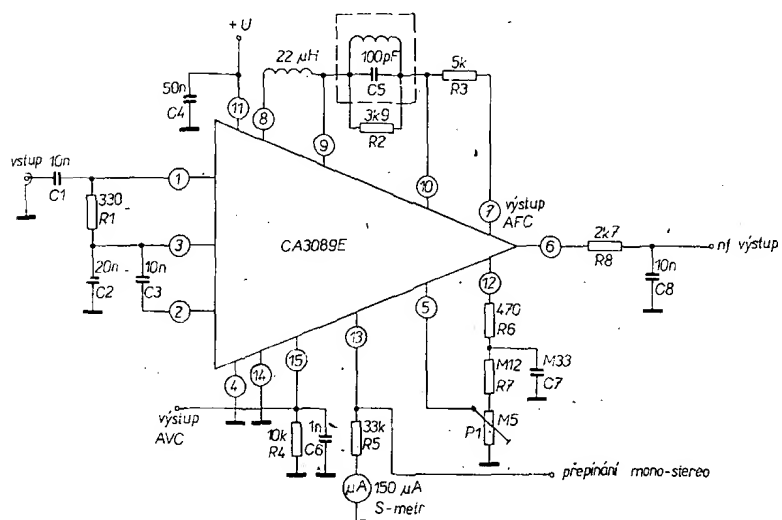
Dalším zajímavým obvodem pro mf zesilovače a demodulátory přijímačů VKV je obvod NE563B firmy Signetics. Tento obvod využívá pro demodulaci signálu smyčky automatické fázové synchronizace (PLL). O přednostech tohoto principu bylo již několikrát psáno i na stránkách tohoto časopisu, například v AR A3/77.



Skutečné provedení symetrizačních transformátorů na dvouděrových jádrech z feritu nebo z izolantu (nahore) a symetrizační obvod netransformující impedanci (balun) z trubek (dole)



Obr. 1. Blokové schéma obvodu CA3089E



Obr. 2. Schéma zapojení

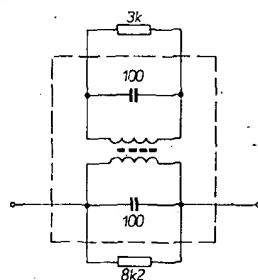
Tab. 1. Mezní údaje CA3089

Napájecí napětí:	16 V.
Výstupní proud vývodu 15:	2 mA.
Ztrátový výkon při $T_a = 60^\circ\text{C}$ :	600 mW.
Tepelný odpor:	6,7 mW/°C.

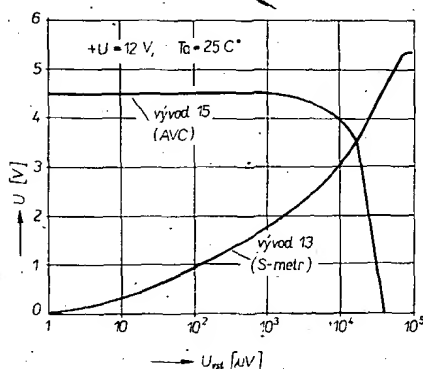
Tab. 2. Dynamické parametry obvodu CA3089

Veličina	min.	typ.	max.
Vstupní napětí pro limitaci	-	12 $\mu\text{V}$	25 $\mu\text{V}$
Potlačení AM ( $U_{\text{vst}} = 0,1\text{ V}$ , mod. 30 %)	45 dB	50 dB	-
Výstupní napětí nf	300 mV	400 mV	500 mV
Celkové harmonické zkreslení jednoduchého obvodu	-	0,5 %	1 %
Celkové harmonické zkreslení dvojitého obvodu	-	0,1 %	-
Poměr (signál + šum)/šum	60 dB	67 dB	-

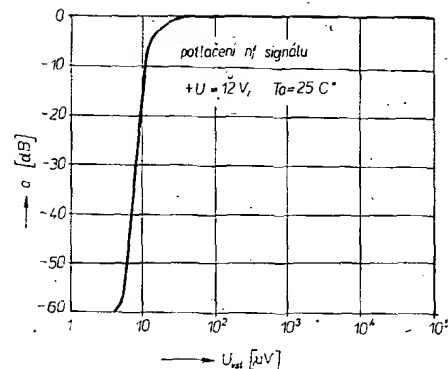
Všechny údaje jsou pro:  $f_0 = 10,7\text{ MHz}$   
 $f_{\text{mod}} = 400\text{ Hz}$ ,  $f = 75\text{ kHz}$ .



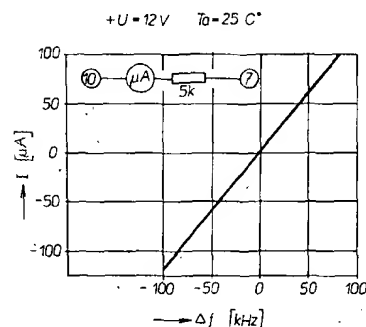
Obr. 3. Dvojité ladění obvod



Obr. 4.



Obr. 5.



Obr. 6.

Blokové schéma obvodu je na obr. 7, vnější zapojení na obr. 8.

Signál, zesílený v limitujícím zesilovači, je veden přes vnější keramický filtr na směšovač, kde se směšuje se signálem z oscilátoru 9,8 MHz na kmitočet 900 kHz a na tomto kmitočtu se uzavírá vlastní smyčka fázové synchronizace. Kmitočet volně běžícího napětím řízeného oscilátoru je určen kapacitou kondenzátoru C9, jehož tolerance má být maximálně 5 %. Kmitočet oscilátoru je řízen krystalem 9,8 MHz. Místo něho lze, při zhoršené stabilitě, použít i obvod LC. V tom případě kondenzátor C6 odpadne.

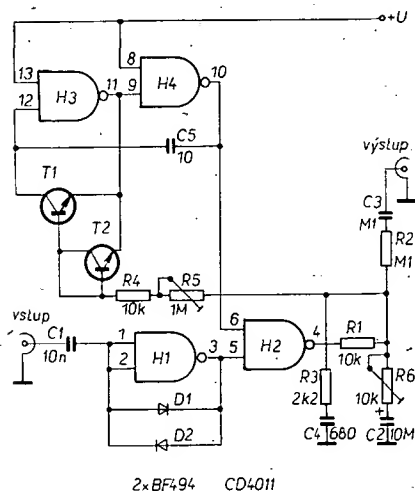
I tento integrovaný obvod obsahuje všechny pomocné obvody. Napětí pro AVC, S-metr a umlčovač šumu se získává v detektoru AVC. Úroveň spínání tichého ladění se nastavuje trimrem P1. Z vývodu 8 se současně odebírá napětí pro S-metr. Má být měřeno voltmetrem s velkým vnitřním odporem. Pro běžné používání indikátory je tudíž nutný emitorový sledovač. Nf signál se po zesílení v předzesilovači odebírá z vývodu 10. Napětí pro AFC se odebírá z výstupu stejnosměrného zesilovače z vývodu 15. Na odpor R8 je třeba přivést referenční napětí 1 až 6 V (max. 6,8 V).

Firma RCA vyrábí dále, kromě ekvivalentního obvodu k MC1310P, ještě další dva stereofonní dekodéry, využívající principu PLL. Jejich parametry se od MC1310P téměř neliší a proto zde uvedu pouze vnější zapojení pro zájemce, kteří by s nimi případně přišli do styku. Prvním je typ CA758E (ekvivalent MC1311P firmy Motorola), jehož schéma zapojení je na obr. 9. Kondenzátor C6 má být styroflexový s tolerancí nejvýše 5 %. Stejnou toleranci mají mít i R1, R2, C2 a C3. Trimrem R4 nastavujeme kmitočet vnitřního oscilátoru tak, aby na vývodu 11 byl signál o kmitočtu přesně 19 kHz. Spínací proud indikační žárovkou může být až 75 mA.



## PLL s hradly MOS

Jednoduché zapojení PLL s MOS obdobou TTL obvodu 7400 podle obr. 1. konkuruje svými parametry v určitém rozsahu i speciálním IO pro PLL. Hradla H3 a H4 fungují jako oscilátor řízený proudem (kmitočet lze nastavit trimrem R5). Hradlo H1 je využito jako zesilovač a H2 jako fázový komparátor.



Obr. 1. Schéma PLL s CD4011.

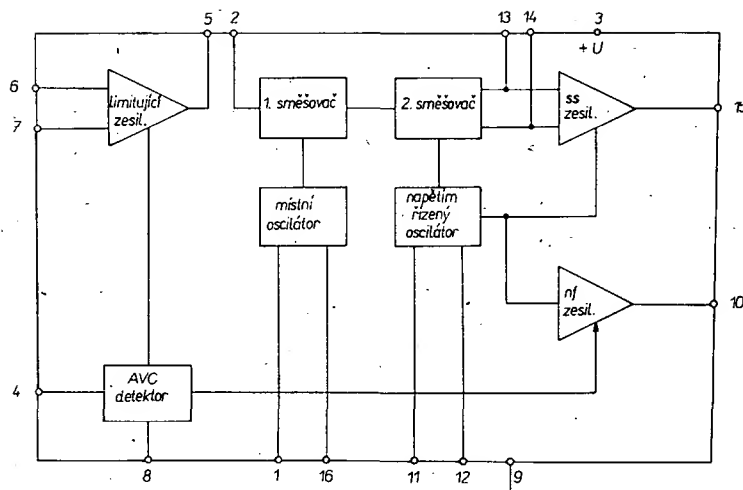
**Kmitočtový rozsah:** 25 až 800 kHz.  
**Maximální demodulovatelná změna f:** 20 % základního kmitočtu oscilátoru.  
**Výstupní napětí** při  $f_0 = 500$  kHz,  $f = 30$  kHz a  $f_n = 1$  kHz: 45 mV.  
**Vstupní citlivost** na 50  $\Omega$ : < 2 mV.  
**Napájecí napětí:** 6 V.  
**Odběr proudu:** 0,6 mA.

Jednotlivé obvody 4011 se od sebe však poněkud liší a výběrem nejcitlivějšího IO z většího počtu kusů lze dosáhnout až následujících parametrů:  
**Kmitočtový rozsah:** 12,5 až 800 kHz.  
**Vstupní citlivost** na 50  $\Omega$ : 250  $\mu$ V.  
**Napájecí napětí:** 3 V.  
**Odběr proudu:** 0,25 mA.

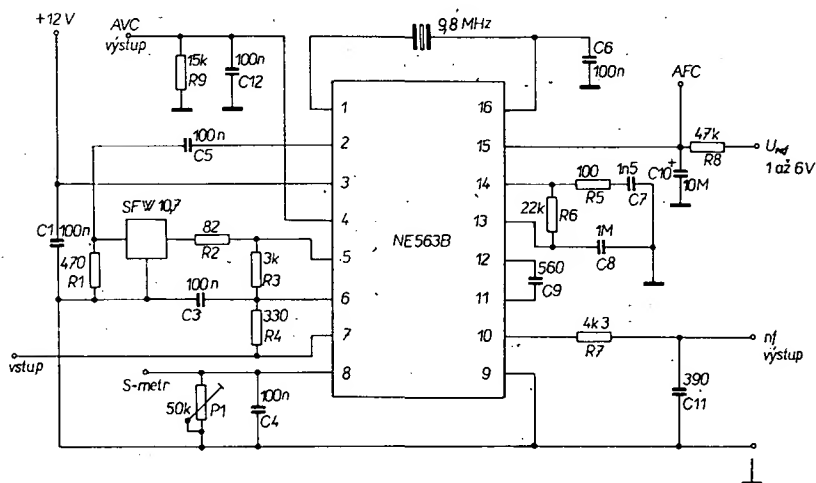
Tato jednotka PLL se hodí zejména pro demodulaci úzkopásmových FM signálů, i když principiálně je použitelná i pro širokopásmový FM.

Elektor 77/79

-ak



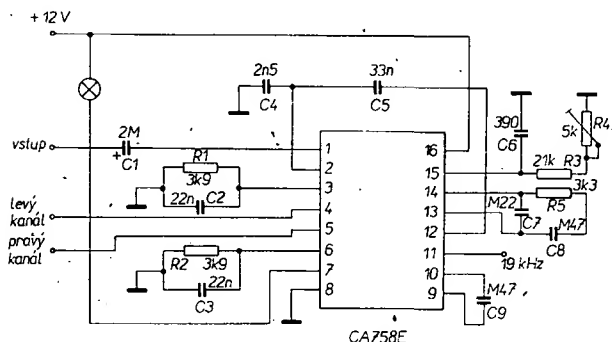
Obr. 7. Blokové schéma obvodu NE563B



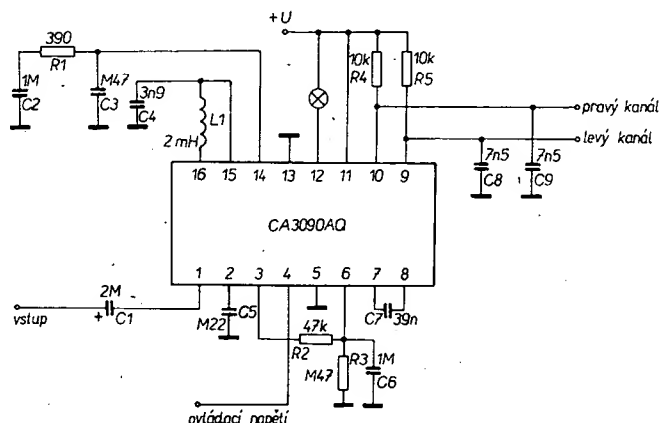
Obr. 8. Vnější zapojení obvodu

Druhým dekodérem je CA3090AQ, jehož schéma zapojení je na obr. 10. Kmitočet vnitřního oscilátoru je určen hodnotami L1 a C4. U tohoto obvodu lze přepínat monofonní a stereofonní provoz stejným napětím, přivedeným na vývod 4. Jestliže je přiváděné napětí vyšší než 1,6 V, je přístroj přepnut na stereofonní provoz, při napětí menším než 0,9 V na monofonní provoz. Nevyužíváme-li tohoto ovládání, vývod 4 uzemníme. Vývod 3 je rovněž uzemněn a odpor R2 vynechán. Pro přepínání lze využít napětí z vývodu 13 obvodu CA3089E. Pak se při slabém signálu přepne dekodér automaticky v monofonní provoz, a šum, vznikající v dekodéru při zpracování slabých signálů, tedy zmizí.

Jaroslav Klápště



Obr. 9. Schéma zapojení CA758E



Obr. 10. Schéma zapojení CA3090AQ

## Osmikanálový multiplexer k osciloskopu

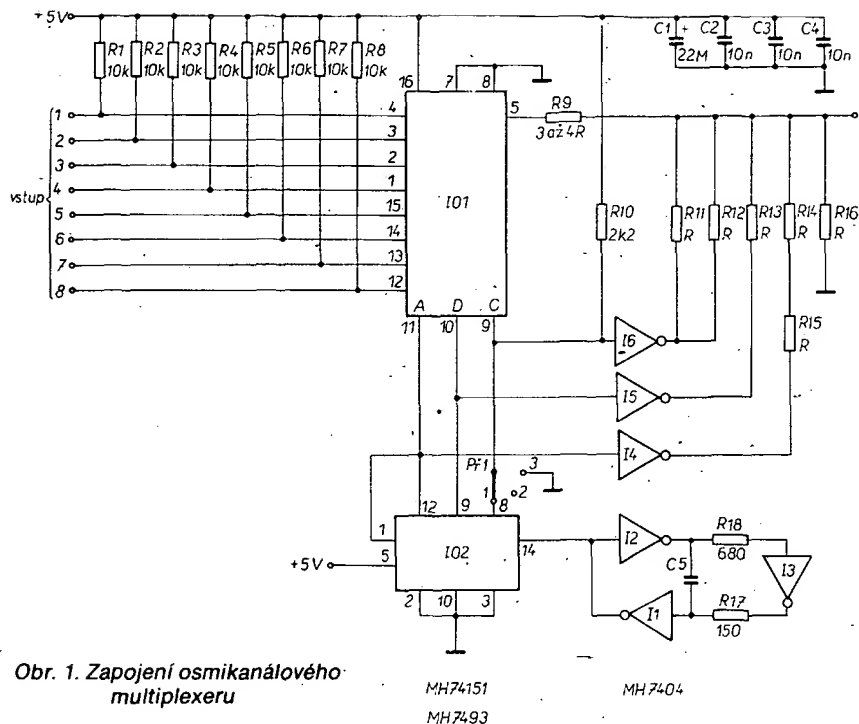
Práci s číslicovými integrovanými obvody usnadní přípravek, umožňující zobrazit na obrazovce osciloskopu několik průběhů současně. Je zapojen podle obr. 1.

Přepínací signál multiplexeru je generován oscilátorem s invertory I1 až I3 (kmitočet asi 16 MHz) a přivádí se do čítače IO2 (MH7493). Výstupy A, B a C jednak budí multiplexer IO1 (MH7415), jednak přepínají přes invertory I4 až I6 základní napěťovou úroveň (umístění rádků) jednotlivých průběhů. Při každém „postavení“ čítače IO2 propustí obvod IO1 na svůj výstup právě jeden ze vstupních signálů. Přepínačem P1 lze volit v poloze 1 zobrazení všech 8 kanálů, v poloze 2 pouze kanálů 5 až 8 a v poloze 3 kanálů 1 až 4.

Velikost odporů R (odpory R11 až R16) není kritická a může být mezi 1 a 10 kΩ. Je žádoucí, aby všechny odpory byly stejné ( $\pm 1\%$ ), aby rozestupy jednotlivých signálů na obrazovce osciloskopu byly stejné.

Odběr obvodu ze zdroje je asi 100 mA, napájení je blokované u každého IO keramickým kondenzátorem 10 nF (C1 až C3).  
Elektor 77/79

—ak

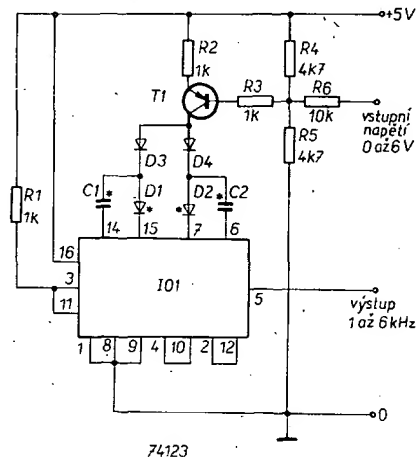


Obr. 1. Zapojení osmikanálového multiplexeru

## Napětím řízený oscilátor (VCO) s obvodem 74123

Obvod 74123 obsahuje dva monostabilní klopné obvody. Jsou zapojeny tak (obr. 1), že tvoří astabilní multivibrátor, jehož kmitočet je závislý na kolektorovém proudu T1 a na kapacitě kondenzátorů C1 a C2. T1 představuje napětím buzený zdroj proudu, který je odpory R4 a R5 tak nastaven, že pokud není na vstupu žádné napětí, kmitá multivibrátor na svém nejvyšším kmitočtu. Diody D3 a D4 zajišťují, aby se v tomto případě multivibrátor sám rozkmital.

Monostabilní obvody v IO 74123 se spouštějí vzestupnou hranou impulsu na vstupu B. Když tedy např. výstup Q2 změní stav z log. 0 na log. 1, přeploží první obvod a na výstupu Q1 je nyní log. 0 tak dlouho, dokud kolektorový proud T1 nenabije přes diodu D3 kondenzátor C1. Až se tak stane, vrátí se obvod do stabilního stavu a Q1 přeploží (při změně z log. 0 na log. 1) přes vstup B2 druhý klopný obvod. Dobu přeplození určuje opět kolektorový proud T1, který nabije přes D4 kondenzátor C2.



Obr. 1. Schéma napětím řízeného multivibrátoru

Když se vrátí druhý obvod do stabilního stavu, celý postup se opět opakuje.

Kapacita kondenzátorů C1 a C2 může být mezi 1 nF až 100 μF. Ochranné diody

D1 a D2 jsou zapotřebí pouze v případě, že C1 a C2 jsou elektrolytické kondenzátory. Tranzistor i diody jsou libovolně křemíkové typy.

Na obr. 2 je graf závislosti kmitočtu multivibrátoru na vstupním napětí (pro C1 = C2 = 100 nF). Aby zapojení pracovalo stabilně, nesmí se překročit vstupní napětí 6 V.

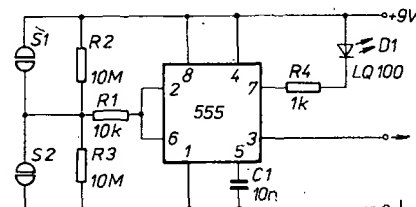
Elektor 67/76

—ak

## Dotykový (senzorový) přepínač s NE555

Známy IO 555 se dá využít také jako senzorový přepínač. IO v tomto zapojení (obr. 1) nepracuje jako časovač, ale jako klopný obvod, jehož vstupní proud je velmi malý (asi 0,5 μA). Výhodou zapojení je minimální počet vnějších součástek a dva výstupy.

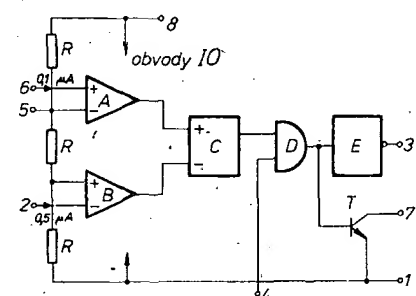
K pochopení činnosti je nutno znát blokové schéma IO, které je na obr. 2. V klidu je na obou vstupech 2, 6 polovina napájecího napětí z odporového děliče R2, R3; na výstupech komparátorů A i B (obr. 2) je tedy malá úroveň napětí. Klopný obvod C zůstává proto ve stejném stavu. Spojíme-li prstem doteky senzoru S1, zvětší se napětí na vývodech 2, 6 a na výstupu komparátoru A se úroveň napětí



Obr. 1. Schéma zapojení senzorového přepínače

zvětší. Tím se přeploží klopný obvod C. Protože výstupní obvod E pracuje jako invertor, je na výstupu IO (vývod 3) malá úroveň napětí. Současně se otevře tranzistor T a rozsvítí se světlová dioda D1 (viz obr. 1). Podobně, je-li spojen senzor S2, na výstupu obvodu je napětí s velkou úrovní a dioda D1 zhasne.

Odpor R1 chrání obvod proti zkratu senzorů, kondenzátor C1 blokuje vnitřní napětí. Z výstupu je možno odebrat proud až 100 mA.



Obr. 2. Blokové schéma IO NE555. A, B – komparátory, C – klopný obvod, D – součinný obvod, E – výstupní obvod; vývody: 1 – zem, 2 – dolní práh (spouštěcí), 3 – výstup, 4 – nulování, 5 – napěťová kontrola, 6 – horní práh, 7 – vybití, 8 – napájení

Literatura